

## Synthetische Prüfverfahren für Hochspannungs-Leistungsschalter

Von August Hochrainer, Kassel\*)

DK 631.316.57.001.4

Die wichtigste Prüfung eines Leistungsschalters ist der Nachweis des Ausschaltvermögens. Der zunächst so erstrebenswert erscheinende Kurzschlußversuch des Schalters im Netz hat sich schon seit langem als nicht geeignet erwiesen, diesen Nachweis in der gewünschten Form zu erbringen. Hierfür müssen Prüfungen in Hochleistungs-Versuchsfeldern herangezogen werden. Man unterscheidet dabei direkte und indirekte Prüfungen, von denen die synthetischen Prüfverfahren stark an Bedeutung gewonnen haben. Über die mit diesen gemachten Erfahrungen und über ihre weitere Vervollkommenung soll nachstehend berichtet werden<sup>1)</sup>.

### Direkte und indirekte Verfahren für die Schalterprüfung in Hochleistungs-Versuchsfeldern

Der Grund dafür, daß der Kurzschlußversuch im Netz für den Nachweis des Ausschaltvermögens eines Schalters ungeeignet ist, liegt darin, daß seine Nennausschaltleistung stets größer sein muß als die Kurzschlußleistung des Netzes im Zeitpunkt seiner Aufstellung, damit er auch noch später den wachsenden Anforderungen des Netzes genügt, und außerdem darin, daß man die sogenannten Randbedingungen, besonders bezüglich der Form der Einschwingspannung, im Netz nicht willkürlich einstellen kann. Die Prüfung im Netz ist daher immer zu leicht, besonders wenn es sich um Schalter größter Leistungsfähigkeit handelt. Man ist daher vor sehr langer Zeit schon zur Prüfung in Hochleistungs-Versuchsfeldern mit besonderen Kurzschlußgeneratoren übergegangen, und das Verfahren der sogenannten direkten Prüfung des dreipoligen vollständigen Schalters wird bei Schaltern kleiner Leistung und bei Spannungen bis 30 kV, den sogenannten Mittelspannungen, allgemein durchgeführt.

Bei den höheren Spannungen ist das direkte Verfahren nicht mehr durchführbar, aus dem einfachen Grund, weil die Maschinenleistungen nicht ausreichen und die Kosten für die Aufstellung größerer und zusätzlicher Maschinen und damit die Prüfkosten für die Schalter unerträglich steigen würden. Man war daher gezwungen, die sogenannten indirekten Verfahren anzuwenden. Das einfachste davon ist die einpolige Prüfung, also die Prüfung eines einzigen Poles mit den Beanspruchungen des erstlöschenden Poles beim Ausschalten eines symmetrischen dreiphasigen Kurzschlusses. Die bei der einpoligen Prüfung ermittelte und mit 2 multiplizierte Leistung wird als die Leistung des dreipoligen Aggregats angesehen. Obwohl sich zeigen läßt, daß die Beanspruchung bei der einpoligen Prüfung in manchen Einzelheiten von der bei der Ausschaltung des dreipoligen Aggregats abweicht, hat man sich daran gewöhnt, bei den Höchstspannungen die einpolige Prüfung als korrekt anzuerkennen [1].

Ein zweites indirektes Prüfverfahren ist die Elementenprüfung bei Schaltern mit Mehrfachunterbrechung. Man prüft üblicherweise ein Element einpolig und rechnet damit, daß der ganze aus  $n$  Elementen bestehende

Pol eine Ausschaltleistung gleich dem  $n$ -fachen der Leistung eines Elementes hat. Dieses Verfahren ist an viele Voraussetzungen geknüpft. Es müssen z. B. alle Elemente gleich sein, und sie dürfen sich gegenseitig nicht beeinflussen. Die wichtigste Voraussetzung ist aber, daß sich die Einschwingspannung auf alle Elemente gleichmäßig verteilt. Man verläßt sich dabei gern darauf, daß sich die Einschwingspannung gleichmäßig verteilen wird, wenn sich eine Prüfspannung über den offenen Schalter gleichmäßig verteilt. Diese Annahme ist sehr bedenklich, denn es gibt eine Reihe von Möglichkeiten, warum trotz gleichmäßiger Verteilung der Prüfspannung über den offenen Schalter die Einschwingspannung nach der Unterbrechung eines großen Stromes doch ungleichmäßig verteilt sein kann. Der wichtigste Faktor dabei ist die Restleitfähigkeit der Schaltstrecke nach dem Nulldurchgang des Stromes. Aber auch Verschiedenheiten der Steuerwiderstände, besonders solcher mit nichtlinearer Kennlinie, oder auch Ungleichmäßigkeiten der Kontaktbewegung können die Spannungsverteilung ungünstig beeinflussen. Korrekterweise muß man durch einen Versuch bei vollem Strom und voller Leistung zeigen, daß die Spannungsverteilung auch während des Einschwingens der Spannung einwandfrei ist. Die Tatsache, daß ein solcher Nachweis schwierig zu erbringen ist, weil er doch das Vorhandensein der vollen Kurzschlußleistung in irgendeiner Form verlangt und weil er außerdem an gewisse Voraussetzungen der Konstruktion des Schalters geknüpft ist, enthebt natürlich nicht von der Verpflichtung eines solchen Nachweises.

Zu den indirekten Prüfungen zählt man manchmal auch noch die geteilte oder getrennte Prüfung, d. h. eine Prüfung, bei der einmal die Schaltstrecke mit vollem Strom, aber stark verminderter Spannung, das andere Mal mit voller Spannung, aber stark vermindertem Strom geprüft wird. Man beruft sich dabei auf die Behauptung, daß bei den so geprüften Schaltern die Beanspruchung der Schaltstrecke ausschließlich eine Funktion des Stromes sei. Es ist inzwischen längst nachgewiesen, daß dies keineswegs zutrifft [2]. Die Spannung beeinflusst zumindest die Lichtbogendauer, und damit wächst auch bei gleichem Strom die Beanspruchung der Schaltstrecke. Die geteilte Prüfung kann man daher keinesfalls als korrekte Prüfung ansehen, man kann sie höchstens als einen sehr zweifelhaften Notbehelf betrachten, solange man über nichts Besseres verfügt. Daß ein so geprüfter Schalter im Netz ohne wesentliche Schwierigkeiten funktioniert, liegt natürlich nicht daran, daß die Prüfung einwandfrei wäre, sondern daß die Beanspruchungen im Netz weit unter der Nennleistung der Schalter liegen.

\*) Prof. Dr. techn. A. Hochrainer ist technischer Direktor der Hochspannungsschaltgeräte-Fabrik und des Hochspannungsinstituts der AEG in Kassel.

1) Dieser Aufsatz ist die Niederschrift eines Vortrages, den der Verfasser am 10. September 1959 in Prag anlässlich einer Tagung der Tschechoslowakischen Wissenschaftlich-Technischen Gesellschaft über Hochspannungsschalttechnik und Hochspannungsschalter gehalten hat.



In dem Augenblick, in dem sich die Kurzschlußleistung des Netzes der Nennleistung des Schalters nähert, können schon ganz andere Verhältnisse vorliegen.

Alle bisher genannten Prüfungen mit Ausnahme der geteilten Prüfung kann man auch unter der Bezeichnung **Einkreisverfahren** zusammenfassen, denn bei ihnen stammen Strom und Spannung aus demselben elektrischen Kreis.

### Synthetische Verfahren für die Schalterprüfung, Prinzip und Anforderungen

Von den im vorigen Abschnitt behandelten Einkreisverfahren unterscheiden sich grundsätzlich die **Zweikreisverfahren**, die man dann auch als synthetische Prüfungen bezeichnet. Bei ihnen nutzt man die Tatsache aus, daß Strom- und Spannungsbeanspruchung eines Schalters nicht gleichzeitig, sondern zeitlich nacheinander auftreten, wenn natürlich auch nicht so weit getrennt wie bei der geteilten Prüfung. Das erste synthetische Prüfverfahren dürfte von *J. Biermanns* angegeben worden sein, und zwar in einer speziell für **Ölschalter** mit **Traverse** geeigneten Form [3]. *Biermanns* schloß dabei einen Pol eines **Ölkesselschalters** an 2 Klemmen eines dreiphasigen Generators an, die **Traverse** des Schalters jedoch an die dritte freie Klemme. Der Strom über den Schalter stammt also aus den ersten beiden Phasen, während für die Spannung zwischen den Kontakten und der **Traverse** zusätzlich die Spannung der dritten Phase herangezogen wird. Dann kann man nachrechnen, daß eine solche Anordnung eine Verdoppelung der Prüfleistung ergibt.

Eine weitere sehr bekannt gewordene Schaltung ist die von *Skeats* [4]. Sie beruht darauf, daß man die verhältnismäßig niedrige **Einschwingspannung** in dem Hochstromkreis durch einen Transformator auf den Wert der **Nennspannung** des Schalters bringt und zwischen den Kontakten des Schalters wirken läßt.

Anschließend an diese ersten Vorschläge für synthetische Schaltungen ist dann eine Reihe von weiteren Schaltungen vorgeschlagen worden, die sich im Prinzip alle auf das gleiche Grundschema zurückführen lassen. Zwei Stromkreise, nämlich ein Hochstromkreis und ein Hochspannungskreis, haben den Prüfling als gemeinsamen Stromzweig. Der Hochstromkreis enthält einen Generator, der den vollen Ausschaltstrom bei einer verhältnismäßig niedrigen Spannung liefert und außerdem einen **Hilfsschalter**, der den Hochstromkreis rechtzeitig vom Prüfling trennt. Der Hochspannungskreis enthält einen Hochspannungsgenerator, der die **Einschwingspannung** zu liefern imstande ist, und einen **Hilfsschalter**, der den Hochspannungskreis rechtzeitig zuschaltet.

Über alle diese Schaltungen ist nun eine umfangreiche theoretische Diskussion entstanden. Die jeweiligen Erfinder versuchen natürlich die Korrektheit der von ihnen vorgeschlagenen Methode theoretisch und zum Teil auch durch praktische Versuche zu beweisen. Die Anhänger der bisherigen Prüfverfahren und besonders die Besitzer großer leistungsfähiger Prüffelder bezweifeln die Gültigkeit solcher Prüfungen. Der erhebliche Aufwand an Einrichtungen und an durchzuführenden Versuchen hat es mit sich gebracht, daß nur wenige solche Verfahren wirklich in großem Maßstab verwendet wurden. In den meisten Fällen ist man über Versuche im kleinen Maßstab und über theoretische Erörterungen nicht hinausgekommen. Es ist aber klar, daß der endgültige Beweis für die Zulässigkeit eines solchen Verfahrens nur durch Anwendung in den richtigen Größenverhältnissen und bei einer genügenden Anzahl von Versuchen erbracht werden kann.

Bevor man aber solche praktischen Ergebnisse heranzieht, kann man schon eine bestimmte Auswahl unter den vorgeschlagenen Verfahren gewinnen, wenn man sich überlegt, welche Forderungen man an ein solches Verfahren zu stellen hat. Man kommt dabei zu 7 Forderungen, die zu erfüllen sind:

1. Die in der Schaltstrecke erzeugte Energie, das ist die Schaltarbeit, muß gleich der Energie bei der direkten Prüfung sein,
2. der Stromverlauf in der Nähe des löschenden **Nulldurchganges** des Stromes, ausgedrückt als **Differentialquotient** des Stromes nach der Zeit unmittelbar vor diesem **Nulldurchgang**, muß der direkten Schaltung entsprechen,
3. die Form der **Einschwingspannung** muß gewahrt bleiben,
4. zwischen der Strombeanspruchung und der Spannungsbeanspruchung darf keine auch noch so kurze Pause eintreten,
5. der Spannungskreis muß über so viel Leistung verfügen, daß keine Verformung der Spannung infolge des etwa auftretenden **Nachstromes** entsteht,
6. das Versagen des Schalters muß einwandfrei feststellbar sein,
7. der Schalter darf im Fall des Versagens nicht zerstört werden.

Diese letzte Forderung ist zwar für eine korrekte Prüfung eines Schalters nicht absolut notwendig, denn man setzt ja voraus, daß der Schalter seine Leistung beherrscht und nicht versagt, sie ist aber von ganz besonders praktischer Bedeutung. Man will zumindest als Hersteller eines Schalters nicht nur wissen, daß der Schalter seine Nennleistung beherrscht, sondern man will auch wissen, mit welcher Sicherheit er dies kann. Das erfährt man aber nur, wenn man sich auch Versuche über die Leistungsgrenze hinaus leisten kann. Bei gewissen Schaltertypen führt bei der direkten Prüfung jedes Überschreiten der Grenzleistung zu einer Zerstörung des Schalters, so daß man solche Versuche entweder gar nicht oder keinesfalls in genügender Zahl durchführen kann. Es ist daher von ganz besonderer Wichtigkeit, daß bestimmte synthetische Prüfverfahren die Möglichkeit geben, über die Grenzleistung ohne Zerstörung hinauszugehen. Dazu kommt noch, daß man auch leichter die Ursache des etwaigen Versagens finden kann, wenn der Schalter nicht zerstört wird. Synthetische Schaltungen, welche diese unter 7. genannte Forderung nicht erfüllen, wird man daher gar nicht ernstlich in Betracht ziehen. Es gibt Fälle, in denen der Vorteil der Erhaltung des Schalters bei der synthetischen Schaltung wichtiger ist als die Möglichkeit der Leistungssteigerung.

Der am meisten diskutierte Punkt ist die Forderung nach der unmittelbaren zeitlichen **Aufeinanderfolge** von Strom- und Spannungsbeanspruchung, weil gerade die **Zeitspanne** unmittelbar nach dem **Nulldurchgang** des Stromes die kritische Zeit für den Schalter darstellt. Da sich dann in ganz kurzer Zeit die elektrische Festigkeit der Schaltstrecke aufbauen muß, so ist es klar, daß man gerade in diesem Punkt keine Konzessionen machen darf. Schon eine Pause in der Größenordnung von einer **Mikrosekunde** und selbst Bruchteilen davon kann das Verhalten des Schalters entscheidend beeinflussen. Trotz aller genialen Vorschläge bei einzelnen Schaltungen, diese Pause extrem zu verkleinern, muß man alle Schaltungen ausscheiden, bei denen überhaupt noch die Möglichkeit einer Pause besteht.

### Die Schaltung von Weil-Dobke für synthetische Schalterprüfungen

Erst der Vorschlag von *Weil* [6, 7], der dann mit Hilfe der weiteren Arbeiten von *Dobke* zu der **AEG-Schaltung** nach *Weil-Dobke* ausgebildet wurde, war geeignet, allen im vorigen Abschnitt erwähnten Bedenken die Grundlage zu entziehen. Auf die einfachste Form gebracht, lautet der Vorschlag von *Weil*: Man kann eine Pause zwischen Strom- und Spannungsbeanspruchung mit Sicherheit dann vermeiden, wenn man den Spannungskreis nicht nach, sondern vor dem **Nulldurchgang** des Stromes zuschaltet. Um nun zu verhindern, daß der durch den Strom im Prüfling kurzgeschlossene Spannungskreis die Spannung vorzeitig verliert, bildet *Weil* den Spannungskreis als **Schwingkreis** aus, der



durch seine Eigenschwingung die Spannung im richtigen Zeitpunkt automatisch wieder zur Verfügung stellt. Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild der AEG-Schaltung nach Weil-Dobke und Bild 2 den zeitlichen Verlauf der Ströme und Spannungen bei dieser Schaltung.

Der Generator G ist der Kurzschlußgenerator der Anlage, der gegebenenfalls über Transformatoren den Ausschaltstrom über den Hilfsschalter H und den Prüfling P liefert. An die Stelle des Generators im Hochspannungskreis ist

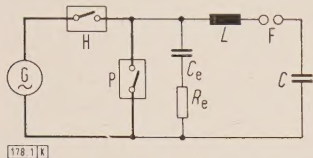


Bild 1. Prinzipschaltbild der Schaltung nach Weil-Dobke für synthetische Schalterprüfungen. Erläuterungen im Text.

eine Kondensatorbatterie mit der Kapazität  $C$  gesetzt, die zusammen mit der Induktivität  $L$  den Schwingkreis bildet. Der Hilfsschalter im Hochspannungskreis ist als steuerbare Funkenstrecke  $F$  ausgebildet. Parallel zum Schalter liegt die Reihenschaltung einer Kapazität  $C_e$  und eines Widerstandes  $R_e$ , welche die Einstellung der gewünschten Einschwingfrequenz und des Überschwingfaktors gestatten. Bei der Prüfung sind der Prüfling und der Hilfsschalter zunächst geschlossen, und es fließt der Ausschaltstrom durch beide.  $P$  und  $H$  werden gleichzeitig geöffnet, und kurze Zeit vor dem Nulldurchgang des Stromes wird die Funkenstrecke  $F$  gezündet. Die auf eine entsprechend hohe Spannung aufgeladene Kapazität  $C$  entlädt sich über die Induktivität  $L$ , die Funkenstrecke  $F$  und den Prüfling  $P$  in Form einer Schwingung entsprechend der Eigenfrequenz des aus  $L$  und  $C$  gebildeten Schwingkreises. Der dabei entstehende Schwingstrom  $i_s$  addiert sich zum Strom  $i_k$  im Prüfling, während er im Hilfsschalter in entgegengesetzter Richtung zum Ausschaltstrom zu fließen sucht. Dadurch erlischt der Lichtbogen im Hilfsschalter früher als der Summenstrom im Prüfling. Der Prüfling ist dadurch schon vor dem Nulldurchgang des Stromes von der Hochstromquelle getrennt, und der letzte Teil des Stromes in  $P$  wird nur noch von dem Schwingstrom gebildet. In der Zwischenzeit ist die Spannung  $u_C$  der Kondensatorbatterie durch Null auf den entgegengesetzten Wert aufgeschwungen, und beim Nulldurchgang des Schwingstromes baut sich an den Kontakten des Prüflings die Einschwingspannung  $u_e$  entsprechend der Auslegung der Reihenschaltung  $C_e$  und  $R_e$  auf.

Man kann an Hand von Bild 1 und 2 sofort erkennen, daß die im vorigen Abschnitt erwähnten Forderungen 2, 3 und 4 einwandfrei erfüllt sind. Da beim Nulldurchgang der

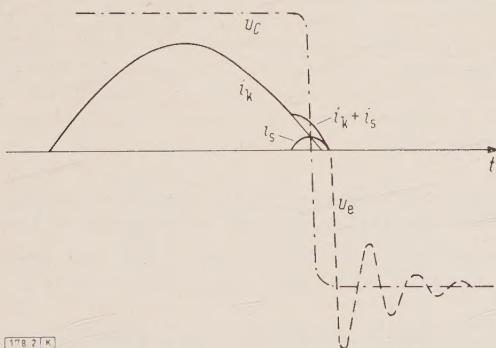


Bild 2. Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen bei der Schaltung nach Bild 1. Erläuterungen im Text.

zu unterbrechende Strom aus demselben Kreis stammt wie die Einschwingspannung, so gibt es keine Pause zwischen der Strom- und Spannungsbeanspruchung. Wählt man das Verhältnis von Betriebsfrequenz zu der Schwingkreisfrequenz gleich dem Verhältnis der Amplituden des Kurzschlußstromes und des Schwingstromes, so erhält man für den Stromverlauf unmittelbar vor dem Nulldurchgang den gleichen Differentialquotienten nach der Zeit für den Schwingstrom wie für den Kurzschlußstrom. Auch die

etwache Verformung der Stromform unmittelbar vor dem Nulldurchgang durch die Lichtbogenspannung entspricht genau jener, die beim direkten Versuch auftreten würde; denn der Kreis wird ja in diesem Zeitraum bereits von der Hochspannungsquelle gespeist, so daß das Verhältnis zwischen Lichtbogenspannung und treibender Spannung genau dem bei der direkten Prüfung entspricht.

Daß man die Form der Einschwingspannung durch geeignete Wahl der Reihenschaltung von  $C_e$  und  $R_e$  beliebig wählen kann, ist ohne weiteres verständlich. Die Tatsache, daß der Mittelwert der Einschwingspannung eine Gleichspannung ist an Stelle einer Wechselfpannung bei der direkten Prüfung, stellt nur eine Verschärfung der Prüfung dar, ist aber in Wirklichkeit nicht sehr von Belang, da sich ein Versagen des Schalters bereits im Anstieg der Einschwingspannung zeigt.

Bild 3 zeigt zwei Oszillogramme der Ströme und Spannungen bei einer Prüfung mit der Schaltung nach Weil-Dobke, a) für eine gelungene und b) für eine mißlungene Schaltung. Man findet mehrere sehr deutliche Kennzeichen für das Mißlingen des Versuches. Zu-

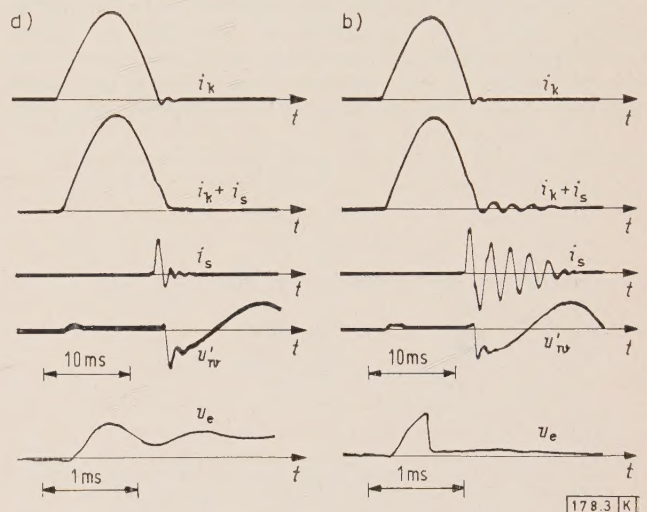


Bild 3. Oszillogramm der Ströme und Spannungen bei einer Schalterprüfung mit der Schaltung nach Weil-Dobke, a) für eine gelungene, b) für eine mißlungene Schaltung.

$i_k$  Strom im Schalter (Prüfling)  
 $i_s$  Schwingstrom  
 $u_e$  Einschwingspannung (Kathodenstrahl-Oszillogramm)  
 $u'_w$  Spannung des Kurzschlußtransformators gegen Erde

Der Zeitmaßstab 1 ms gilt nur für die Kurve  $u_e$ .

nächst zeigt das Kathodenstrahl-Oszillogramm der Einschwingspannung sehr klar, daß diese zusammenbricht. Gleichzeitig fließt der Schwingstrom mit der Eigenfrequenz des Schwingkreises weiter, während er im Fall der gelungenen Schaltung im Augenblick der Löschung seine Frequenz ändert, und zwar von der Frequenz des Schwingkreises auf die Einschwingfrequenz. Schließlich erkennt man den weiter fließenden Schwingstrom auch im Summenstrom. Damit ist auch die Forderung erfüllt, daß das Versagen des Schalters eindeutig erkennbar ist.

Die Deckung des Nachstromes ist durch die Bemessung des Schwingkreises ebenfalls vollkommen gesichert. Üblicherweise legt man den Schwingkreis für eine Frequenz von 500 Hz aus. Das gibt für den Schwingstrom eine Amplitude von einem Zehntel jener des Kurzschlußstromes. Ist die Amplitude des Kurzschlußstromes z. B. 10 kA, so ist die des Schwingstromes 1 kA, so daß selbst ein Nachstrom von 50 A und mehr noch keine Veränderung der Einschwingspannung bewirken kann und auch die Entionisationsverhältnisse in der Schaltstrecke genau denen bei der direkten Prüfung entsprechen. Der Schwingstrom bei einer solchen Bemessung ist auch klein genug, um keine Zerstörung der Schaltstrecke zu bewirken, er ist aber immerhin groß genug, um die Ursache des Versagens aufzudecken, so daß also auch diese Bedingung erfüllt ist.



Es bleibt noch die Frage der ausreichenden Schaltarbeit zu erörtern. In der geschilderten Form erfüllt die AEG-Schaltung nach Weil-Dobke diese Bedingung nur, wenn die Dauer des Lichtbogens nicht größer als die einer Halbwelle ist [8, 9]. Dies trifft selbst bei Druckgasschaltern nur angenähert zu, denn selbst bei diesen können sich Werte der Lichtbogendauer bis entsprechend  $1\frac{1}{2}$  Halbwellen ergeben. Trotzdem kann man das Verfahren in der einfachen Form bei Druckgasschaltern bestimmter Bauart ohne Bedenken bezüglich der Korrektheit anwenden. In Druckgasschaltern tritt nämlich keine Speicherung der im Lichtbogen erzeugten Energie auf, denn durch die intensive Luftströmung wird die erzeugte Wärme im Augenblick ihres Entstehens sofort aus der Schaltstrecke entfernt. Man sagt daher auch manchmal, der Druckgasschalter habe kein Gedächtnis. Für den Druckgasschalter ist daher nicht die Schaltarbeit, sondern die in jedem Augenblick vorhandene Schaltleistung maßgebend. Dazu kommt noch der Einfluß der Schaltstückbewegung, die bewirkt, daß bei der ungünstigsten Lichtbogendauer entsprechend  $1\frac{1}{2}$  Halbwellen während der ersten Viertelwelle die Lichtbogenspannung und damit die in diesem Zeitraum entstehende Schaltarbeit sehr klein ist im Vergleich zu der Schaltarbeit, die während der folgenden Halbwelle entsteht. Daher kann man sich bei der Prüfung tatsächlich auf eine Halbwelle beschränken. Das ergibt eine sehr große Vereinfachung für die Prüfung und prak-

hätte die gleiche Leistung bei der direkten Prüfung gut geschaltet, ist natürlich sinnlos. Ein wirklicher Vergleich zweier Prüfverfahren ist nur in der Weise möglich, daß man die Grenzausschaltleistung eines Schalters nach beiden Verfahren bestimmt. Nur wenn diese übereinstimmen, sind die Prüfverfahren gleichwertig. Noch besser ist es natürlich, wenn man die Grenzleistungen unter verschiede-

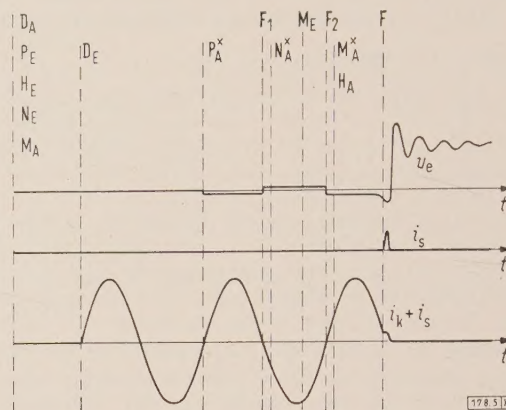


Bild 5. Oszillogramm der Ströme und Spannungen bei der Schaltung nach Bild 4. Bezeichnungen  $i_k$ ,  $i_s$  und  $u_e$  wie in Bild 3. Mit dem Index A ist die Aus-Stellung, mit dem Index E die Ein-Stellung des betreffenden Schaltelemente in Bild 4 gekennzeichnet. Das Zeichen x bedeutet den Zeitpunkt der Kontakttrennung.

nen Bedingungen, z. B. in Abhängigkeit von der Einschwingfrequenz, bestimmt. Dann muß sich bei gleichwertigen Prüfverfahren der gleiche Kurvenverlauf ergeben. Solche Versuche sind mit der Weil-Dobke-Schaltung in genügender Zahl durchgeführt worden. Die Ergebnisse der synthetischen Prüfung decken sich mit denen der direkten Schaltung so genau, wie man das bei solchen Verfahren überhaupt verlangen kann [11].

Zu dem Arbeiten mit der Weil-Dobke-Schaltung gehören auch gewisse Erfahrungen, damit man mit einigen Sekundäreffekten fertig wird. Erwähnt seien als Beispiele die Ausbildung der Steuerung der Hilfsfunkenstrecke und die Sicherheit des Hochstromkreises gegen den Übertritt der Hochspannung aus dem Schwingkreis im Falle des Versagens des Hilfsschalters. Alle diese Dinge lassen sich beherrschen, wenn man daran geht, mit der synthetischen Schaltung im großen Stil und bei der normalen Prüftätigkeit zu arbeiten, wie es mit der Weil-Dobke-Schaltung seit mehr als 6 Jahren geschieht. Es sind Tausende von Schaltungen durchgeführt und nicht nur normale Prüfungen der Ausschaltleistung, sondern auch Sonderfälle des Schaltens bei Phasenopposition, Doppelerdschluß oder Abstandskurzschluß untersucht worden. Die Schaltung hat niemals enttäuscht. Die Korrektheit dieser Art der Prüfung bei Anwendung auf Druckgasschalter wird kaum noch von jemandem ernstlich bezweifelt.

#### Das synthetische Prüfverfahren nach Weil-Dobke mit mehreren Halbwellen und mit verlängerter Halbwelle

Der Schaltung nach Weil-Dobke wird nun nachgesagt, sie sei auf eine Halbwelle beschränkt und man könne

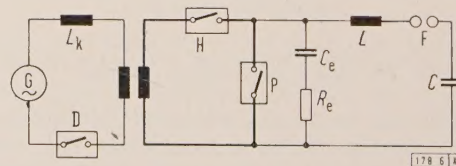


Bild 6. Prinzipschaltbild der Schaltung nach Weil-Dobke mit verlängerter Halbwelle. Bezeichnungen analog Bild 1 und 4.

tische Arbeit. Man geht dann so vor, daß man die Kontakte der Schaltstrecke in der offenen Stellung blockiert und sie vor der Einschaltung des Kurzschlußstromes durch einen dünnen Zünddraht überbrückt. Der Kurzschlußstrom schmilzt diesen Draht augenblicklich und bildet eine Halbwelle lang den Lichtbogen zwischen den Kontakten. Dieses Verfahren stellt in gewisser Hinsicht sogar eine Erschwerung der Prüfung dar, denn dabei ist während der ganzen Halbwelle die maximale Lichtbogenspannung entsprechend der maximalen Kontaktentfernung vorhanden, so daß das Fehlen der im ungünstigsten Fall vorgesehenen Viertelwelle mindestens kompensiert wird.

Mit der Beschränkung auf Druckgasschalter mit kurzer Lichtbogenzeit erfüllt die AEG-Schaltung nach Weil-Dobke also tatsächlich alle Bedingungen, die im vorigen Abschnitt für eine synthetische Schaltung gestellt wurden. Die wesentlichen Teile für den Aufbau der Weil-Dobke-Schaltung sind die Kondensatorbatterie, die Drosselspulen, die steuerbare Funkenstrecke und eine Ladeeinrichtung für die Kondensatorbatterie. Wegen der hohen Spannung haben auch diese Teile beachtliche Abmessungen. Die Kosten einer solchen Anlage liegen bei ungefähr der Hälfte des Preises eines großen Kurzschlußgenerators, aber man kann damit zehn Generatoren ersetzen, also die gleiche Leistung für 5% der Kosten erzielen, die man für direkte Prüfungen investieren müßte.

Wie bei jeder synthetischen Schaltung wird auch hier sofort der Wunsch nach Vergleichsversuchen zwischen direkter und synthetischer Prüfung laut. Die übliche Beweisführung, ein Schalter hätte bei der synthetischen Prüfung seine Nennausschaltleistung gut abgeschaltet und

andere als Druckgasschalter damit nicht prüfen. Man hat eine ganze Reihe von Möglichkeiten theoretisch untersucht, um das Verfahren auf mehrere Halbwellen auszudehnen. Man könnte nun sagen, es sei in erster Linie Aufgabe jener



Hersteller, die Schalter mit mehreren Halbwellen Lichtbogendauer, also besonders Ülschalter und ölarme Schalter, bauen, eine solche Schaltung zu entwickeln, um auch diese Schalter einwandfrei prüfen zu können. Die Weiterentwicklung der Weil-Dobke-Schaltung auf mehrere Halbwellen dürfte aber für denjenigen sehr schwierig sein, der nicht über die Erfahrungen mit der einfacheren Form der Prüfung mit einer Halbwelle verfügt. Im Hochleistungsprüfstand der

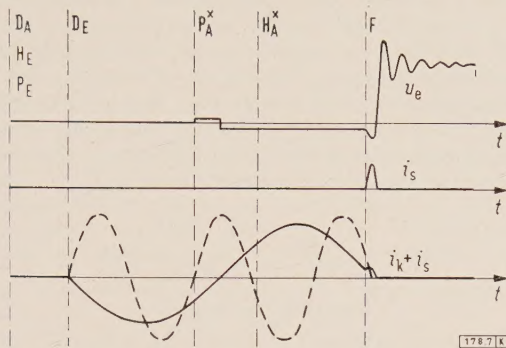


Bild 7. Oszillogramm der Ströme und Spannungen bei der Schaltung nach Bild 6. Bezeichnungen analog Bild 5.

AEG, Kassel, wurde daher zunächst eine Versuchsanordnung für Mittelspannungen errichtet, mit der die verschiedenen neuen Vorschläge untersucht werden konnten.

Als ganz wesentlich hat sich dabei die Analyse der Forderungen gezeigt, die man an ein solches Prüfverfahren zu stellen hat. Die primitive Vorstellung führt ja zu dem Verlangen, ein Prüfverfahren zu haben, das gleich der direkten Prüfung auf jede Halbwelle, nach welcher der Schalter versagt, eine weitere folgen läßt, wobei sich gegebenenfalls Halbwelle an Halbwelle bis ins Unendliche fortgesetzt reiht. Man hat bald erkannt, daß ein solches Verfahren wenig Sinn hat. Es ist, wie oben erwähnt, eine wesentliche Bedingung für eine brauchbare synthetische Schaltung, daß man wohl das Versagen des Schalters eindeutig erkennt, daß aber der Schalter dabei nicht zerstört werden darf, weil man sonst die Grenzleistung nicht genügend sicher und oft bestimmen kann. Eine solche beliebig fortgesetzte Zahl von Halbwellen des Kurzschlußstromes würde aber auch bei der synthetischen Schaltung unweigerlich genau so zur Zerstörung des Schalters führen, wie dies bei der direkten Prüfung der Schalter der Fall ist, und man müßte sich also genau so hüten, der Grenzleistung zu nahe zu kommen.

Nur Verfahren mit sogenannten gezählten Halbwellen haben Aussicht auf Erfolg und praktische Anwendung. Das heißt nun in der Praxis, daß man folgendermaßen vorgehen muß: Man prüft den Schalter zu-

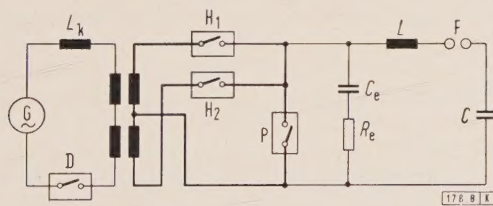


Bild 8. Prinzipschaltbild der Schaltung nach Weil-Dobke mit gleichgerichteten Hochstrom. Bezeichnungen wie in Bild 4.  $H_1$ ,  $H_2$  Schalter zur Gleichrichtung des Hochstromes.

nächst mit einer Halbwelle und steigert beispielsweise den Strom, bis die Schaltung das Versagen anzeigt. Dann fügt man nach irgendeinem Verfahren an die erste Halbwelle eine zweite an und untersucht die Löschmöglichkeit am Ende der zweiten Halbwelle, bis man wieder die Grenze gefunden hat. Dann wird eine dritte Halbwelle hinzugefügt und so die Prüfung fortgesetzt, bis man zu jener Halbwellenzahl kommt, die dem Schalter mit Rücksicht auf seine Kontaktbewegung oder auf den in der Schaltkammer entstehenden Druck eben noch zugemutet werden kann. Ein

solches Verfahren erscheint zunächst umständlich, ist es aber in Wirklichkeit nicht; denn man muß ja bei jeder Prüfung eines neu entwickelten Schalters die Leistung in Stufen steigern. Das Verfahren hat noch den Vorteil, daß man viel mehr über die Leistungsfähigkeit des Schalters in den Zwischenstufen erfährt. Im übrigen entscheidet nur die praktische Anwendung, und es wurde schon eine ganze Reihe von Versuchen auch in großem Maßstab nach diesem Verfahren durchgeführt.

Die Aufgabe konzentriert sich also darauf, ein Verfahren zu finden, bei dem im Fall, daß der Schalter am Ende einer Halbwelle bei der Prüfung mit der Weil-Dobke-Schaltung versagt, eine weitere Halbwelle hinzugefügt und am Ende dieser Halbwelle neuerlich geprüft wird. Naheliegender ist es, mehrere Weil-Kreise aufzubauen und den ersten Weil-Kreis im Falle des Versagens des Schalters nach der ersten Halbwelle dazu zu benutzen, eine weitere Halbwelle des Kurzschlußstromes hervorzurufen. Einem solchen Verfahren stehen zwei Hindernisse im Wege. Das erste sind die hohen Kosten, die jeder Weil-Kreis verursacht, und das zweite noch wesentlich schwerwiegendere ist das, daß der Hilfsschalter ja seinen Strom vorzeitig unterbrochen hat und im Augenblick der Spannungsprüfung des Prüflings schon eine erhebliche elektrische Festigkeit aufweist, und schließlich daß die Hochspannung auf den Hilfsschalter mit verkehrter Polarität wirkt. Der Weil-Kreis ist also sehr schlecht geeignet, die Fortzündung zu bewirken.

Nun ist es aber gar nicht notwendig, zur Fortzündung einen Weil-Kreis heranzuziehen. Wenn man von dem vor-

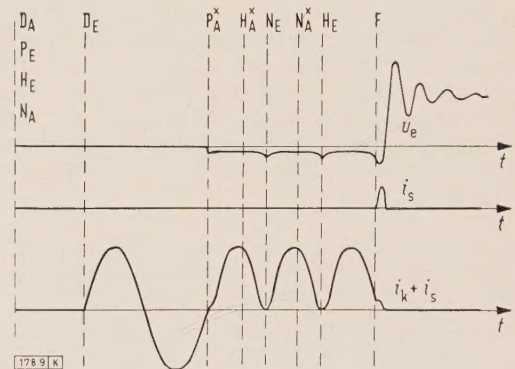


Bild 9. Oszillogramm der Ströme und Spannungen bei der Schaltung nach Bild 8. Bezeichnungen analog Bild 5.

hergehenden Versuch weiß, daß der Schalter am Ende der ersten Halbwelle versagt, ist es ganz gleichgültig, in welcher Weise eine zweite Halbwelle hervorgerufen wird, die Hauptsache ist, daß sie überhaupt auftritt und daß an ihrem Ende der Weil-Kreis zur Wirkung kommt. Man ersetzt dann einfach die Weil-Kreise der vorhergehenden Halbwellen durch Kondensatorbatterien, die über Funkenstrecken zur Wirkung gebracht werden (Bild 4). Die Schwierigkeit des Wiederzündens des Hilfsschalters vermeidet man dadurch, daß man ihn erst während der zu prüfenden Halbwelle öffnet. In Bild 5 ist die zeitliche Folge des Schließens und Öffnens der einzelnen Schalter und der erzielte Verlauf der Ströme und Spannungen dargestellt. Der Aufbau einer solchen Schaltung bietet keine wesentliche Schwierigkeit, ihr einziger Nachteil besteht darin, daß der Aufwand noch verhältnismäßig groß ist.

Nun kann man aber noch weiter gehen und feststellen, daß die vorhergehenden Nulldurchgänge im Grunde genommen ganz bedeutungslos und tatsächlich nur hindernd sind. Man kann sie vollständig vermeiden, wenn man das Verfahren der verlängerten Halbwelle anwendet (Schaltung nach Bild 6). Es besteht darin, daß man den Hochstromkreis mit niedrigerer Frequenz betreibt. Um also die Wirkung von 2 Halbwellen von 50 Hz zu erzielen, wendet man eine Halbwelle von 25 Hz an (Bild 7). Man muß den Strom nur so wählen, daß im Schalter die gleiche Schaltarbeit entsteht wie bei 2 Halbwellen von 50 Hz.



Man kann das Verfahren noch verbessern, indem man nicht im Nulldurchgang des niederfrequenten Stromes einschaltet und damit eine hohe Anfangsteilheit des Stromes erzielt. Die notwendige Steilheit im löschenden Nulldurchgang läßt sich leicht mit Hilfe des Weil-Kreises erzielen. Auch mit diesem Verfahren sind schon Versuche durchgeführt worden, die durchaus befriedigend waren und zeigten, daß die abweichende Stromform gar nicht von beson-

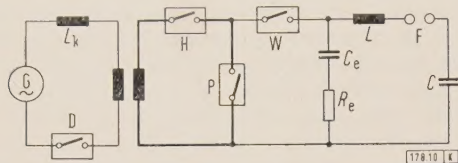


Bild 10. Prinzipschaltbild der Schaltung nach Weil-Dobke mit Fortzündung durch Erhöhung der Steilheit der Einschwingspannung. Bezeichnungen wie in Bild 4.

W Schalter zur verzögerten Freigabe des Hochspannungskreises.

derer Bedeutung ist. Das wesentliche Hindernis für eine breitere Anwendung liegt darin, daß man den Kurzschlußgenerator mit verminderter Drehzahl laufen lassen muß und dann nur eine verminderte Kurzschlußleistung zur Verfügung hat.

Eine Ausgestaltung findet dieses Verfahren darin, daß man die niedrige Frequenz nicht direkt durch langsames Laufen des Generators erzeugt, sondern durch einen Umrichter, der nur während einer Halbwelle wirksam ist und der in dieser Beschränkung dann einfach zu einem Gleichrichter wird (Bild 8). Als Gleichrichter benutzt man wegen der hohen Spannung am besten einen mechanischen Gleichrichter, der aus zwei Schaltstrecken eines Druckluftschalters aufgebaut werden kann. Man kann das Prinzip dieser Schaltung ebenso wie das der verlängerten Halbwelle auch so erklären, daß man sagt, für den zu prüfenden Schalter ist es gleichgültig, ob in ihm der Kurz-

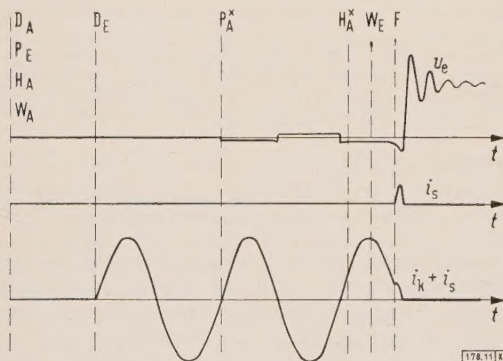


Bild 11. Oszillogramm der Ströme und Spannungen bei der Schaltung nach Bild 10. Bezeichnungen analog Bild 5.

schlußstrom vor dem zu prüfenden Nulldurchgang in wechselnder oder gleichbleibender Polarität zugeführt wird. Bild 9 zeigt den Verlauf der Ströme und Spannungen bei einer Schaltung nach Bild 8.

Die Untersuchungen, die auf diese Weise durchgeführt wurden, haben aber noch zu einer anderen Erkenntnis verholfen, welche die Aufgabe wesentlich erleichtert. Es zeigte sich nämlich, daß die allgemein verbreitete Behauptung, daß Ölschalter gegenüber der Steilheit der Einschwingspannung unempfindlich seien, gar nicht stimmt, im Gegenteil sie sind in gewissen Bereichen sogar sehr empfindlich, und diese Eigenschaft kann man nun dazu benutzen, die Fortzündung wenigstens einiger Halbwellen auf sehr einfache Weise zu erreichen. Man muß nur den Hochstromkreis so auslegen, daß in ihm eine sehr hohe Einschwingfrequenz vorhanden ist (Bild 10). Hält man den Hilfsschalter H geschlossen, dann ergeben sich von selbst mehrere Halbwellen. Erst während der zu prüfenden Halbwelle wird der Hilfsschalter geöffnet und gleichzeitig ein weiterer Hilfsschalter W geschlossen, der eine Reihenschaltung einer

Kapazität  $C_e$  und eines Widerstandes  $R_e$  parallel zum Prüfling einschaltet, die dann den bei der Prüfung vorgeschriebenen Verlauf der Einschwingspannung hervorbringt. Man erhält auf diese Weise ohne besondere Schwierigkeiten 2 bis 3 Halbwellen je nach der angewendeten Spannung und Eigenfrequenz des Hochstromkreises (Bild 11).

Um nicht bloß auf Versuche im kleineren Maßstab angewiesen zu sein, wurde ein Versuchsschalter für 110 kV gebaut, der zwei in Reihe geschaltete Löschkammern aufweist und nach den bekannten Prinzipien der ölarmen Schalter aufgebaut ist. Damit war die Möglichkeit gegeben, die einzelnen Kammern in direkter Prüfung oder ihre Reihenschaltung in der erweiterten Weil-Dobke-Schaltung zu prüfen. Bild 12 zeigt die Oszillogramme der Ströme und der Spannungen bei einer gelungenen Prüfung einer Kammer nach dem Verfahren der erhöhten Steilheit. Bild 13 gibt

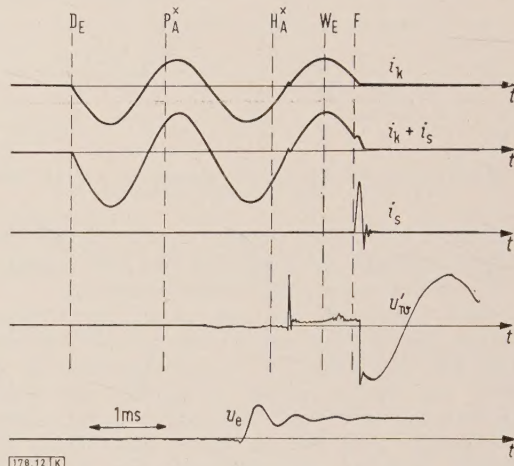


Bild 12. Oszillogramm der Ströme und Spannungen bei einer gelungenen Aus-Schaltung in der Prüfschaltung nach Bild 10. Bezeichnungen analog Bild 3 und 5.

Der Zeitmaßstab 1 ms gilt nur für die Kurve  $u_e$ .

die Verhältnisse bei einer mißlungenen Schaltung an. Im ersten Fall entsprach die Lichtbogenzeit 2,7, im zweiten Fall 2,6 Halbwellen. Die beiden Versuche zeigen deutlich, wie sehr die Spannungsempfindlichkeit solcher Schalter vom Zeitpunkt der Kontakttrennung abhängt. Die geringe Vorverlagerung des Nulldurchganges des Stromes bringt den Schalter schon zum Versagen. Der Verstärkungsfaktor, d. h. die Leistungsvergrößerung bei der Prüfung durch die synthetische Schaltung gegenüber der im Hochstromkreis angewendeten Kurzschlußleistung war in beiden Fällen noch gering.

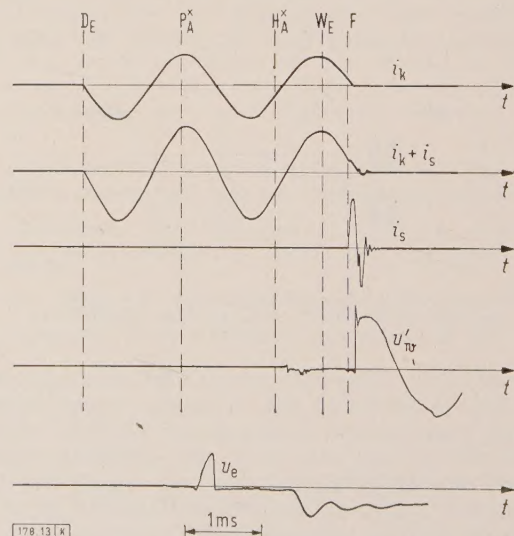


Bild 13. Oszillogramm der Ströme und Spannungen bei einer mißlungenen Aus-Schaltung in der Prüfschaltung nach Bild 10. Bezeichnungen nach Bild 3 und 5.

Der Zeitmaßstab 1 ms gilt nur für die Kurve  $u_e$ .



Bei diesen Versuchen kam es aber weniger auf die Erzielung einer besonders großen Leistung als vielmehr auf den zerstörungsfreien Nachweis der Grenzleistung der Schaltkammern an. Es liegt im Prinzip der Prüfung mit erhöhter Steilheit, daß man keine allzu große Leistungsvergrößerung erreichen kann, weil man wegen der wachsenden elektrischen Festigkeit der Schaltstrecke in der Zahl der erreichbaren Halbwellen begrenzt ist, wenn die Spannung im Hochstromkreis zu klein ist. Man hat aber dann die Möglichkeit, mit Hilfe eines der oben geschilderten Verfahren eine weitere Halbwelle anzuhängen und so z.B. 4 Halbwellen ohne übermäßigen Aufwand zu erreichen. Derartige Versuche sind an dem oben erwähnten Versuchsschalter bereits im Gange, sie zeigen, daß man die Aufgabe der Entwicklung einer synthetischen Schaltung für Schalter mit mehreren Halbwellen Lichtbogendauer, also insbesondere für ölarme Schalter, als gelöst betrachten kann und damit die Möglichkeit hat, auch diese Schalter in einwandfreier Weise auf ihre Leistungsfähigkeit zu überprüfen.

### Zusammenfassung

Es wird ein Überblick über die verschiedenen Verfahren für die Schaltleistungsprüfung von Schaltern in Hochleistungs-Versuchsfeldern gegeben. Nach Erwähnung der direkten Prüfung von Schaltern kleiner Leistung und bis zu mittleren Spannungen werden die indirekten Prüfverfahren bei großen Leistungen und hohen Spannungen, nämlich die einpolige Prüfung, die Elementenprüfung und die getrennten Prüfungen behandelt und ihre Nachteile aufgezeigt. Hiervon unterscheiden sich grundsätzlich die Prüfverfahren, bei denen ein Hochstromkreis zur Lieferung des Ausschaltstromes und ein Hochspannungskreis zur Erzeugung der

Einschwingungsspannung verwendet werden. Das Prinzip dieser synthetischen Schaltungen, Anforderungen an sie, ihre Verwirklichung und Erfolge durch die Schaltung nach Weil-Dobke werden eingehend beschrieben. Schließlich wird gezeigt, wie durch Erweiterung dieser Schaltung Prüfungen mit mehreren Halbwellen oder mit verlängerter Halbwelle möglich sind, die den Nachweis des Schaltvermögens nicht nur von Druckgassaltern, sondern auch von Schaltern mit längerer Lichtbogenzeit gestatten. Versuchsergebnisse mit solchen Schaltungen werden an Hand von Oszillogrammen erläutert.

### Schrifttum

- [1] Horn, W.: Schaltleistungsprüfung an Hochspannungssaltern. CEIG-Ber. Bd. 5 (1959) S. 169–180.
- [2] Amer, D. F., u. Young, A. F. B.: Researches into the performance of high voltage high breaking capacity oil circuit breaking devices with lateral venting. CIGRE-Bericht, 1958, Nr. 123.
- [3] Biermanns, J.: Verfahren zum Prüfen einpoliger Schalter mittels eines Drehtromengenerators. DRP 425 347 vom 7. Juni 1925.
- [4] Skeats, W. F.: Special tests on impuls circuit-breakers. Electr. Engng. Bd. 55 (1936) S. 710–717.
- [5] Hochrainer, A.: Der Mehrfach-Freistrahlschalter bei der Prüfung und im Betrieb. VDE-Fachber. Bd. 19 (1956) S. I/19–26.
- [6] Slamecka, E.: Die Weil-Schaltung, eine Schaltung zur Prüfung von Hochleistungssaltern. AEG-Mitt. Bd. 43 (1953) S. 280–285.
- [7] Biermanns, J.: The Weil circuit for the testing of high-voltage circuit-breakers with very high rupturing capacities. CIGRE-Ber. 1954, Nr. 102.
- [8] Petermichl, F.: Methoden der Schaltleistungsprüfung von Hochspannungssaltern. AEG-Mitt. Bd. 47 (1957) S. 225–232.
- [9] Petermichl, F.: Prüfung von Hochspannungssaltern in der AEG-Schaltung nach Weil-Dobke. VDE-Fachber. Bd. 18 (1954) S. II/2–6.
- [10] Biermanns, J., u. Hochrainer, A.: Hochspannungsschaltgeräte. AEG-Mitt. Bd. 47 (1957) S. 209–212.
- [11] Hochrainer, A.: Mehrfach-Freistrahlschalter für 380 kV. AEG-Mitt. Bd. 48 (1958) S. 424–429.
- [12] Petermichl, F.: Die Entwicklung der Hochspannungsschalter und ihre Prüfung im Versuchsfeld. Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 72 (1955) S. 73–80.

## Stoßtransformator zur Erzeugung von Hochspannungsimpulsen

Von Frank Früngel, Hamburg\*)

DK 621.314.228 : 621.373.027.3

Zur Erzeugung von Stoßspannungen für Prüfzwecke verwendet man bisher vorwiegend die Marxsche Stoßschaltung. In der vorliegenden Arbeit soll ein neuer Weg beschrieben werden, Hochspannungsimpulse durch eine Stoßtransformatorschaltung zu erzeugen. Dabei ergeben sich steuerungsmäßig Vereinfachungen und insbesondere neue Möglichkeiten zur Erzeugung sehr hoher Impulsfolgen.

### Auslegung des Stoßtransformators

Impulstransformatoren sollen einen Impuls vorgegebener Form möglichst formgetreu umspannen. Im Gegensatz dazu besteht die Aufgabe eines Stoßtransformators darin, sekundärseitig einen Leistungsstoß hoher Spannung zu liefern. In seine Primärwicklung werden mittels geeigneter Schaltelemente einzelne oder periodische, oft sehr energiereiche Kondensator-Entladungen eingespeist. Stoßtransformatoren dieser Art haben lamellierte Blechkerne. Da keine vorgegebene Frequenz vorliegt, sondern jeder Impuls als Einschwingvorgang zu betrachten ist, wird bei Beginn der Primärentladung der gesamte Kern magnetisiert, und erst zeitlich verzögert bildet sich das magnetische Feld entsprechend der hohen Anfangspermeabilität des Kernes aus.

Die Kopplung zwischen der Primärwicklung und dem Kern ist verhältnismäßig fest, die zwischen der Sekundär- und Primärspule dagegen sehr lose infolge der großen Abstände, die durch die Hochspannungsisolierung bedingt sind. Schwingungen im Primärkreis werden innerhalb des Mikrosekundenbereiches der Impulsdauer bei Anpassung nicht beobachtet. Der lamellierte Kern läßt sich zwar innerhalb einer Zeitdauer von weniger als  $10^{-6}$  s magnetisch stoßen, eine Oszillation ist aber wegen seiner dann wirksam werdenden Dämpfungseigenschaften unmöglich. Im Gegensatz zu Tesla-Transformatoren, die primär- und sekundärseitig in Resonanz befindliche Induktivitäten und Kapazitäten haben und hochfrequente Hochspannung als gedämpfte Schwingung liefern, sind die hier beschriebenen

Stoßtransformatoren zur Erzeugung nicht oszillierender Leistungsstöße beliebiger Spannung geeignet. Da während der Dauer des Sekundärstoßes nur ein Teil der Hysteresisschleife durchlaufen wird, lassen sich Stoßspannungen im Mikrosekundenbereich mit Wirkungsgraden bis 70 % erzeugen.

Das Prinzipschaltbild einer Anlage mit Stoßtransformator zeigt Bild 1. Ein auf die Spannung  $U$  aufgeladener Kondensator  $C_1$  wird durch Betätigen eines Schalters

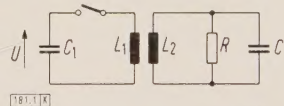


Bild 1. Prinzipschaltbild einer Anlage mit Stoßtransformator. Erläuterungen im Text.

über eine Spule  $L_1$  entladen. Diese Spule ist unmittelbar um einen aus lamellierten Blechen bestehenden Eisenkern angeordnet. Es werden Windungsspannungen zwischen 1 und 30 kV je Windung je nach Größe der Anlage angewendet. Wesentlich ist, daß sich zwischen dem Eisenkern und der Spule möglichst kein schädlicher Luftraum befindet, weil sich dort ein ferritisch nicht beeinflusstes magnetisches Feld ausbilden könnte, dessen Auswirkungen auf den Verlauf der Kennlinie durch ferromagnetische Maßnahmen nicht mehr zu beherrschen wären. Man kann jedoch keine ferritischen Kerne verwenden, sondern ist gezwungen, den Kern aus lamellierten gewöhnlichen Dynamoblechen mit hervorragender guter Isolation zu schichten, da die Aus-

\*) Dr.-Ing. F. Früngel ist Geschäftsführer und technischer Leiter der Dr.-Ing. Frank Früngel GmbH in Hamburg-Rissen.



breitungsgeschwindigkeit der Elementarbezirke bei hoher Anfangspermeabilität in den lamellierten Blechen wesentlich größer als in einem ferritischen Kern ist.

Ein ferritischer Kern besteht aus gefügemäßig voneinander getrennten Elementarbezirken. Ein Drahtkern, der also aus isolierten Drähten hergestellt ist, bietet den Elementarbezirken bei Stoßmagnetisierung nur eine nahezu eindimensionale Ausbreitungsrichtung, ein massiver Kern wiederum verbietet sich infolge der auftretenden Wirbelstromverluste. Der lamellierte Blechkern dagegen bietet außerhalb der eigentlichen Stoßmagnetisierungszone den magnetischen Bezirken eine zweidimensionale Entfaltbarkeit und bewirkt, daß mit vergleichsweise sehr hoher Geschwindigkeit die Energie des magnetischen Feldes aus dem Spuleninneren seitlich austritt.

Die Wanderungsgeschwindigkeit des Umlapppvorganges der Weißschen Bezirke ist bekanntlich begrenzt und liegt in der Größenordnung einiger hundert Meter je Sekunde. Es ist daher leicht zu erreichen, daß die Länge des Eisenblechkernes groß genug ist, damit bei der gewünschten Impulsdauer die ferromagnetische Erregungsleistung — im Falle eines prismatischen Eisenkerns nach den Enden des Kerns zu — eine zeitlich ausreichende Geschwindigkeit hat. Selbst bei einer Magnetisierungsgeschwindigkeit von 1000 m/s und einer Impulsdauer von 10 µs würden bereits 10 mm Eisenweg ausreichen, woraus sich ergibt, daß es nicht erforderlich ist, geschlossene Eisenkerne zu benutzen, denn der eigentliche Erregungsimpuls würde nicht mehr von der wirksamen Permeabilitätsminderung durch den vollständigen Kraftlinienschuß im Eisen beeinflusst werden. Es ist somit für die wirksame Permeabilität innerhalb der Spule  $L_1$  ohne Belang, ob der Eisenkern lediglich ein wenig auf beiden Seiten der Spule herausragt oder ganz geschlossen ist. Diese Tatsache kann man sich zunutze machen, um Transformatoren für hohe Spannungsschläge herzustellen, die nur wenig Raum beanspruchen.

Die Dauer des magnetischen Erregungsstoßes kann in guter Übereinstimmung mit umfangreichen experimentellen Ergebnissen wie folgt ermittelt werden: Man errechnet nach der Grundformel für Zylinderspulen die Induktivität der Spule  $L_1$ . Durch den Eisenkern werden im Inneren der Spule 90 % des Gesamtfeldes kurzgeschlossen, wenn man die relative Permeabilität mit unendlich ansetzt. Es würde dann nur das Außenfeld verbleiben, das etwa 10 % der magnetischen Energie bei Solenoiden enthält. Dementsprechend kann mit einer wirksamen relativen Gesamt-Permeabilität von etwa 10 gearbeitet werden. Die Induktivität von  $L_1$  ist demnach etwa 10-mal größer als bei der einfachen Luftspule. Aus der Kapazität  $C_1$  und der Induktivität  $L_1$  ergibt sich eine Impulsdauer der ersten Halbwelle — nur diese ist für die Erregung interessant — von  $t = \sqrt{L_1 C_1}$ . Wenn  $L_1$  in Mikrohenry und  $C_1$  in Mikrofarad eingesetzt werden, erhält man  $t$  unmittelbar in Mikrosekunden.

Die überschlägliche Leistung, die in dieser Halbwelle umgesetzt wird, ergibt sich aus dem Quotienten der Kondensatorenergie und der Entladungszeit, also  $P = C_1 U^2 / t$ . Eine Energie von 10 Ws mit einer Impulsdauer von 1 µs würde demnach einen primären Erregungsstoß von etwa 10 MW Spitzenleistung erzeugen. Der dabei vorhandene Höchstwert des Stromes errechnet sich aus:

$$I = \sqrt{\frac{C U^2}{L}}$$

In diesem Zahlenbeispiel mit einer Primärenergie von 10 Ws bei 1 µs Impulsdauer seien als technisch erprobte Werte angenommen:

$U = 8 \text{ kV}$ ,  $C = 1/3 \text{ µF}$  und  $L = 3 \text{ µH}$ . Dann wird  $I \approx 2666 \text{ A}$ .

Der Schalter in Bild 1 müßte also für 8 kV Sperrspannung bei 2,6 kA Spitzenstrom ausgelegt sein. Mechanisch betätigte Schalter [1] wählt man bei Anlagen für Einzelimpulse, gesteuerte Funkenstrecken in Drei-Elek-

troden-Anordnung [7] oder Löschfunkenstrecken [5] für periodische Impulse mit dieser Stromstärke. Thyratrons werden nur bei energieschwachen Impulsen in Betracht zu ziehen sein.

Eine über diese Überschlagsrechnung hinausgehende Errechnung aller Kenngrößen eines Stoßtransformators erfordert bereits einen meist nicht mehr vertretbaren Zeitaufwand. Als Parameter wären hierbei zu berücksichtigen: zeitabhängige Kondensatorspannung, Induktivität und von der Stromdichte abhängiger Hauteffekt im primären Leittersystem, zeitlicher Verlauf der magnetischen Verdrängung der Kraftlinien im Kern mit zunehmender Impulsdauer, Wirbelstromverluste in den Kernblechen und zeitlich nicht konstante Streuinduktivität des ganzen Systems. Gegenüber einer solchen verwickelten Berechnung lassen sich die Abmessungen des Transformators nach dem vereinfachten Verfahren rasch und genügend genau bestimmen.

Experimentell hat es sich als ausreichend für die Konstruktion herausgestellt, die Kapazität  $C_1$  so zu bemessen, daß sie groß genug ist, um  $C_2$  als Kapazität des sekundärseitig angeschlossenen Prüfobjektes und als Eigenkapazität der Spule  $L_2$  auf die sekundäre Spannung  $U_2$  aufzuladen, wobei das Verhältnis der Primärspannung zur Sekundärspannung dem Übersetzungsverhältnis des Transformators entspricht. Um Energieüberschuß zu haben und etwaige Verluste ausgleichen zu können, bemißt man im allgemeinen den Kondensator  $C_1$  für eine dreimal so große Kapazität, wie für die Aufladung von  $C_2$  auf die Sekundärspannung erforderlich wäre. Als Beispiel für den technischen Grenzwert sei erwähnt, daß man mit einer primärseitigen Energie von 5 Ws sekundärseitig eine Kapazität von 30 pF auf eine Impulsspannung von 250 kV stoßen kann.

Für Stoßtransformatoren, bei denen es darauf ankommt, einen guten energetischen Wirkungsgrad zu haben (z. B. immer dann, wenn die primäre Stoßenergie aus irgendwelchen Gründen begrenzt ist), verwendet man für den Eisenkern kein gewöhnliches Dynamoblech, sondern verlustarme nickelhaltige Bleche, wie Hyperm oder Permalloy.

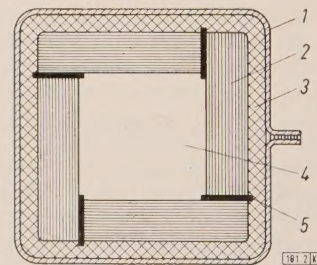


Bild 2. Eisenkern eines Stoßtransformators in schematischer Darstellung.

- |                                |                            |
|--------------------------------|----------------------------|
| 1 Primärwicklung               | 4 Luftraum                 |
| 2 Hyperm-Blechpakete           | 5 Hartpapier-Zwischenlagen |
| 3 Isolierschicht aus Hostaphan |                            |

Man geht dann auch im allgemeinen auf Blechdicken von 0,1 mm und weniger herab. Bei Verwendung solcher Bleche genügt es, den Eisenkern gemäß Bild 2 zu gestalten und um einen isolierenden Luftraum zu gruppieren.

### Ausführungsbeispiele

#### Stoßtransformator für Einzelimpulse

Die Aufgabenstellung lautet: Ein Stoßtransformator soll an einem Prüfling von 5000 pF Kapazität eine Stoßspannung von 500 kV erzeugen. Primärseitig sei aus konstruktiven Gründen eine Ladespannung des Kondensators von 25 kV vorgesehen. Dann muß der Stoßtransformator im Leerlauf ein Übersetzungsverhältnis von 1:20 haben, mit Rücksicht auf die Belastung wird man ein um etwa 10 % größeres Verhältnis, also 1:22, wählen. Die Energieaufnahme des Prüflings mit 5000 pF Kapazität bemißt sich zu  $\frac{1}{2} C U^2 = 625 \text{ Ws}$ . Da der Prüfling die eigentliche Stoßspannungsquelle nur um etwa 10 % schwächen darf, muß man den primärseitigen Kondensator auf den etwa zehn-



fachen Energiebetrag aufladen, d. h. auf 6,25 kWs bei einer Ladespannung von 25 kV. Hieraus ergibt sich eine Kapazität von

$$C = \frac{2 \cdot 10 \cdot 625 \text{ Ws}}{25^2 \text{ kV}^2} = 20 \text{ } \mu\text{F}.$$

Um dem Impuls nun eine genügende Anstiegsdauer von z. B. 2  $\mu\text{s}$  bis zur Spitze mit einer Impulsdauer von einigen weiteren Mikrosekunden zu geben, sei angenommen, daß die Primärspule des Stoßtransformators fünf Windungen bei einer Spannung von 5 kV je Windung hat. Der Eisenkern sei 800 mm hoch und sein prismatischer Querschnitt 150 mm  $\times$  150 mm. Da er aus der Primärseite mit  $\frac{1}{4}$  seiner Höhe auf jeder Seite herausragen soll, wird die Primärspule eine Höhe von etwa 550 mm haben müssen. Es ergibt sich mithin eine Induktivität der Primärspule gemäß der Grundformel für Luftspulen mit

$$\mu_0 = 0,4 \pi \cdot 10^{-9} \frac{\Omega\text{s}}{\text{cm}} \quad \text{und} \quad \mu_r = 1$$

zu

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{q w^2}{l} = \frac{4 \pi \cdot 10^{-9} \cdot w^2 q}{l} \cdot \frac{\Omega\text{s}}{\text{cm}} \approx \frac{10 \cdot 10^{-9} w^2 q}{l} \cdot \frac{\Omega\text{s}}{\text{cm}}.$$

Hierin sind  $w$  die Windungszahl,  $q$  der Querschnitt und  $l$  die Höhe der Spule. Bei Spulen mit Eisenkern ergibt sich, wenn man die wirksame relative Permeabilität mit  $\mu_r = 10$  annimmt, eine zehnmal größere Induktivität als bei Luftspulen. In dem gewählten Beispiel erhält man somit  $L \approx 10^{-5} \text{ H}$ . Der maximale Schalterstrom errechnet sich aus  $I = \sqrt{CU^2/L} = 35 \text{ kA}$ .

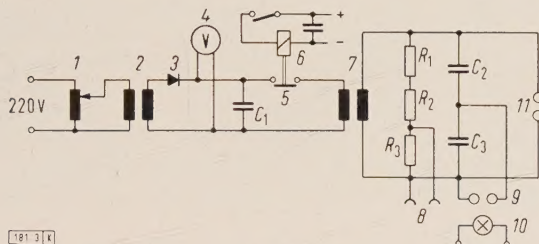


Bild 3. Prinzipschaltbild einer 500-kV-Stoßspannungsanlage zur Erzeugung von Einzelimpulsen, die ungefähr den nach VDE 0450/XI.39 genormten Formen entsprechen; bisherige Höchstleistung 180 MW.

- |                              |                                  |
|------------------------------|----------------------------------|
| 1 Ringregler                 | 7 Stoßtransformator              |
| 2 Hochspannungstransformator | 8 Anschlüsse für den             |
| 3 Trockengleichrichter       | Oszillographen                   |
| 4 Spannungsmesser            | 9 veränderliche Meßfunkenstrecke |
| 5 Schloßschalter             | 10 UV-Lampe                      |
| 6 Relais                     | 11 Funkenstrecke                 |

Die Dauer der Viertelperiode, äquivalent etwa der Dauer des sekundärseitigen Stoßspannungsmaximums, ergibt sich zu

$$T = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{LC} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ s}.$$

Es wird also ein Ladestoß von 25  $\mu\text{s}$  Dauer auf den Prüfungskondensator gegeben, der langsam abklingt, etwa entsprechend einer Dauer der Rückenhalbwert-Zeit nach VDE 0450/XI.39 von 50  $\mu\text{s}$ . Die Anstiegsdauer selbst liegt bei etwa 2  $\mu\text{s}$ . Durch eine Vorschaltfunkenstrecke zwischen Wicklung und Prüfling kann man eine Anstiegsdauer von 1  $\mu\text{s}$  gemäß der genormten Stoßspannung 1/50 erreichen. Die Sekundärspannung kann in beliebiger Höhe an der Wicklung abgegriffen und die Primärspannung kontinuierlich verändert werden.

Will man die Leistung des Stoßtransformators überschlägig ermitteln, so kann man hierzu die Ergebnisse kalorimetrischer Messungen auswerten, aus denen hervorgeht, daß die im primärseitigen Ladekondensator gespeicherte Energie, in vorliegendem Falle 6,25 kWs, auf der Sekundärseite mit einem Wirkungsgrad von etwa 70 % verfügbar ist. Dies wäre in diesem Falle eine Energie von

rund 4500 Ws. Da die Impulsdauer, als Rechteckstoß betrachtet, mit 25  $\mu\text{s}$  festgelegt ist, sind sekundärseitig als mittlere Leistung entnehmbar:

$$\frac{4500 \text{ Ws}}{25 \text{ } \mu\text{s}} = \frac{4500 \text{ Ws}}{25 \text{ } \mu\text{s}} \cdot \frac{10^6 \text{ } \mu\text{s}}{\text{s}} = 180 \text{ MW}.$$

Da  $R = U^2/P$  ist, errechnet sich der zulässige Belastungswiderstand zu  $R \approx 1400 \Omega$ . Man kann also Widerstände bis 1400  $\Omega$  mit Spannungstößen bis 500 kV bei der angegebenen Schaltung beaufschlagen. Bei dem genannten Übersetzungsverhältnis von 1:22 hätte die Sekundärspule bei fünf Primärwindungen 110 Windungen. Unterteilt man die Sekundärspule und sieht Abgriffe vor, so ergeben sich daraus Teilspannungen bei größerer Belastbarkeit.

Schaltungsanordnungen dieser Art für Stoßspannungen bis 2 MV und für eine Windungsspannung von 10 kV haben mithin nur 200 Sekundärwindungen. Sie beanspruchen eine Bauhöhe des Ölkessels von etwa 2 m. Zur Vermeidung von Wirbelströmen wird dieser zweckmäßig aus Kunststoff (Trovidur) hergestellt.

Man benutzt in der Praxis zur Erzeugung der Einzelimpulse Schloßschalter mit mechanischer Sperre und Freiauslösung, die spannungsunabhängig wirken. Sie werden elektromagnetisch ausgelöst und von Hand neu gespannt.

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung des Gerätes. Der Stromversorgungsteil besteht aus einem Ringregler 1, der über den Hochspannungstransformator 2 und Trockengleichrichter 3 den Kondensator  $C_1$  auf eine Spannung zwischen 0 und 30 kV je nach der gewünschten Impuls-Ausgangsspannung zwischen 0 bis 600 kV (nominal 500 kV) auflädt. Die Ladespannung wird am Spannungsmesser 4 abgelesen. Der Kondensator  $C_1$  wird nun durch den Schloßschalter 5 über die Primärwicklung des Stoßtransformators 7 entladen. Die Auslösung des Schloßschalters geschieht elektromagnetisch mittels des Relais 6, in dem ein kleines Schaltschütz durch die Kondensator-Entladung spontan erregt wird und dabei die Betätigung bewirkt [1]. Nach der Entladung verbleibt der Schalter 5 in seiner Kontaktschlußstellung.

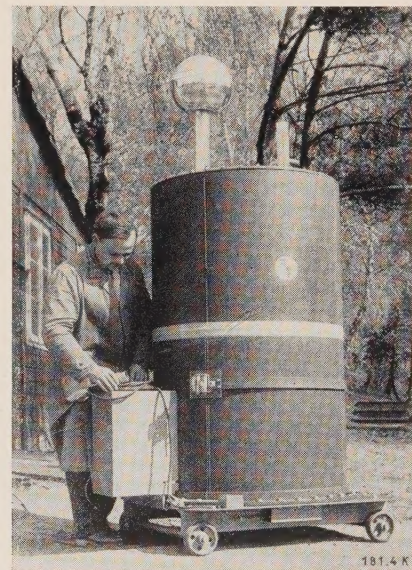


Bild 4. 500-kV-Stoßanlage.

Es ist somit eine erneute Aufladung von  $C_1$  erst möglich, nachdem von Hand das Betätigungsorgan des Antriebs von 5 neu gespannt wird, so daß die Kontakte wieder voneinander getrennt sind. Damit ist eine Gefährdung durch den sekundärseitigen Hochspannungsstoß bei versehentlichem zwischenzeitlicher Bedienung des Gerätes ausgeschlossen. In Bild 4 ist eine ausgeführte Anlage gezeigt. Die am unteren Teil des Zylinders befindliche Manschette ist gleichzeitig der Hochspannungskondensator des kapazitiven Spannungsteilers.



Im Gerät wird der prismatische Kern von 800 mm Länge mit einer Stoßspannung von 6 kV je Windung erregt. Bei 16 cm Abstand von Mitte zu Mitte der Windungen und 35 kA Stoßstrom ist eine Durchflutung von etwa 2200 AW/cm erforderlich. Der Transformator 7 in Bild 3 ist ebenfalls in einem zylindrischen Kessel aus Trovidur untergebracht, der ölfüllt ist. Der Hochspannungskonduktor kann für den Transport abmontiert werden.

Die Anlage ist leistungsmäßig in der Lage, Prüflinge bis zu einer Kapazität von 5000 pF mit einer Spannung von 500 kV zu stoßen. Die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$  entsprechen dem eingebauten ohmschen Spannungsteiler, der für oszillographische Aufnahmen der Sekundärspannung erforderlich ist. Der Gesamtwiderstand des eingebauten Meßspannungsteilers beträgt hier 50 k $\Omega$ . An den Klemmen 8 (Bild 3) kann ein Impulsozillograph (Synchroskop) angeschlossen werden. Die genaue Messung der Impulsspannung geschieht mittels der Meßfunkenstrecke 9 über den Hochspannungskondensator  $C_2$  und den Spannungsteilerkondensator  $C_3$ . Stoßspannungen in der Größenordnung von 500 kV sind mit einfachen Meßfunkenstrecken schwierig zu messen, da die Entwicklung einer vollständigen Funkenentladung mehrere Mikrosekunden Zeit benötigen kann. Man mißt daher mit solchen Funkenstrecken stets zu kleine Spannungen. Ein genaues Messen ist nur dann möglich, wenn man die Funkenstrecke sehr stark mit ultravioletter Strahlung bestrahlt und gleichzeitig nicht den ersten vollständigen Funken als Überschlagsspannung wählt, sondern das Einsetzen einer zusammenhängenden violett erscheinenden Vor-entladung abwartet, bei der man aus Erfahrung weiß, daß beim weiteren Anlegen der Spannung eine Hauptentladung [10] folgen wird.

Um diese umständliche Messung der Stoßspannung auf einfache Weise zu umgehen, hat man hier den Weg beschritten, die Spannung im Verhältnis 20:1 zu teilen und eine 1-cm-Kugelfunkenstrecke 9 zu benutzen, die trägheitsarm infolge der kurzen Funkenlänge auch Mikrosekunden-Impulse zu messen gestattet. Die Funkenstrecke ist an einem etwa 5 m langen Koaxialkabel angeschlossen, das einen Teil der Kapazität  $C_3$  bildet und mittels einer kleinen UV-Lampe<sup>1)</sup> von 3 W Leistungsaufnahme beleuchtet wird, wobei der sichtbare Teil des Lichtes der Lampe abgeblendet wird, damit die Funkenbeobachtung nicht gestört wird. Die handlich zu bedienende Meßfunkenstrecke 9 gestattet z. B. bei der Prüfung von Kathodenfallableitern das Einstellen der Ansprechspannung, bei welcher der Kathodenableiter kurzschlußartig abschalten soll. Im praktischen Prüfbetrieb braucht man nur zu beobachten, ob die Funkenstrecke anspricht oder nicht. Bei Kapazitäten zwischen 0 und 5000 pF ist kein erheblicher Einfluß der Kurvenform der sekundären Stoßspannung auf das Meßergebnis beobachtbar. Oberhalb von 5000 pF neigt das Gerät zur Oszillation, da der Kopplungsfaktor des Transformators 7 verhältnismäßig gering ist infolge der erforderlichen hohen Hochspannungsfestigkeit und bei gewissen kritischen Kapazitätswerten die Sekundärspule zusammen mit der sekundären Prüflingskapazität einen selbständigen Schwingungskreis darstellt, der durch den innenliegenden Eisenkern vergleichsweise gering gedämpft wird. Daher ist das Gerät auf Kapazitäten des Prüflings zwischen 0 und 5000 pF begrenzt. Der zulässige Parallelwiderstand des Prüflings muß größer als 1 k $\Omega$  sein. Kleinere Widerstände beeinflussen merklich die Höhe und den Verlauf der Sekundärspannung.

Das Gesamtgewicht des gemäß Bild 4 ausgeführten Gerätes, bei dem der Niederspannungsteil einschließlich des Kondensators  $C_1$  im Sockel des Kessels eingebaut ist, beträgt ohne Ölfüllung 600 kg, mit Ölfüllung etwa 1,2 t. Wesentliche Vorteile dieser Stoßspannungsgeräte sind folgende:

1. Stufenlose Änderung der gewünschten Stoßspannung durch Betätigen lediglich eines Bedienungsgriffes am Stelltransformator 1 (Bild 3).

2. Es kann nur eine Entladung ausgelöst werden, so daß keine weitere unbeabsichtigt folgen kann.
3. Da die Sekundärseite des Hochspannungs-Impulstransformators unmittelbar nach der Stoßentladung spannungsfrei sein muß, kann man sofort nach dem Auslösen der Entladung sämtliche Prüfobjekte berühren, ohne daß die Gefahr einer Restladung besteht.
4. Der Stoßtransformator kann in räumlich begrenzten Prüffeldern aufgestellt werden, z. B. bei einer Prüfspannung von 500 kV in einem Laboratorium üblicher Größe mit 2,5 m Deckenhöhe.

Erwähnt sei noch, daß das Gerät infolge seiner geschlossenen Bauart nur geringe Streufelder erzeugt und keine Spannungstöße auf das versorgende Netz überträgt, so daß es auch gleichzeitig mit empfindlichen Röhrengeräten aus den gleichen Versorgungsnetzen ohne besondere Stör-schutzmaßnahmen betrieben werden kann.

### Stoßtransformator für thermodynamische Untersuchungen

Das zweite nachstehend beschriebene Gerät wurde für Aufgaben aus dem Bereiche der Luftfahrtforschung entwickelt und dient ebenfalls den besonderen Aufgaben der Hochspannungs-Impulstechnik. Gemäß der Aufgabenstellung sollen in einer willkürlichen Folge 5000 bis 300 000 Impulse je Sekunde mit einer wählbaren Impulsspannung zwischen 30 und 250 kV bei einer genau einstellbaren Zahl von Impulsen (z. B. 100) in einer Serie erzeugt werden. Ein solches Gerät benötigt man [6], wenn man strömende Luft verschiedener Geschwindigkeit in thermodynamischen Versuchsanordnungen oder in Windkanälen photographieren will. Hierbei erzeugt man Hochspannungsimpulse möglichst kleiner Stromstärke, deren Zeitdauer in der Größenordnung von 1  $\mu$ s oder weniger liegen soll. Dies ist erforderlich, um Bewegungsunschärfen in der Aufnahme zu vermeiden, die entstehen, während der Luftstrom das erstmalig erzeugte Funkenplasma fortreibt. Durch die weiteren Spannungsimpulse werden auf dem vorionisierten Weg des

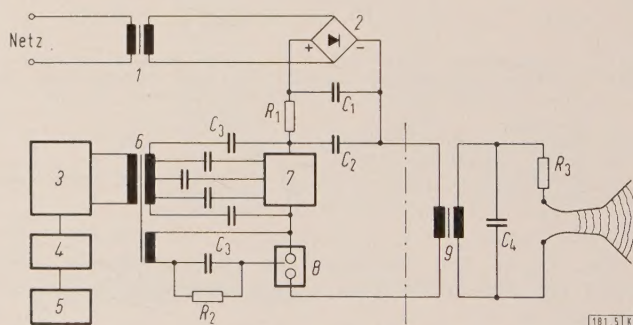


Bild 5. Prinzipschaltbild einer Anlage mit Stoßtransformator zur Erzeugung von Stoßentladungen mit 16 bis 50 000 Impulsen je Sekunde und Spannungen bis 250 kV bei einer Impulsdauer von etwa 1  $\mu$ s.

- |                                  |  |
|----------------------------------|--|
| 1 Hochspannungstransformator     | 7 Löschfunkenstrecke, bestehend aus 20 bis 30 in Reihe liegenden glimmerisolierten scheibenförmigen Teilfunkenstrecken |
| 2 Vollweg-Gleichrichter          | 8 veränderliche gesteuerte Schaltfunkenstrecke in Edelgas  |
| 3 Steuergerät (16 bis 50 000 Hz) | 9 Stoßtransformator 2  |
| 4 Dosiergerät                    |  |
| 5 Verzögerungsgerät              |  |
| 6 Stoßtransformator 1            |  |

Funkenplasmas neue Funken erzeugt, die entsprechend der Geschwindigkeit und der zwischen den Impulsen zurückgelegten Strecke gegenüber dem ersten zeitlich versetzt sind. Man erhält auf diese Weise mittels quarzgesteuerter Impulsfolge ein Präzisions-Geschwindigkeitsdiagramm. Anordnungen dieser Art benötigen entweder zwei Führungsdrähte für die Impulse oder — bei der Verwendung von Flugzeugprofilen — die metallene, meist an Masse liegende Profil-Elektrode und einen an Hochspannung liegenden Funkenführungsdraht, der so ausgebildet sein kann, daß er aerodynamisch nicht stört [12].

<sup>1)</sup> Westinghouse Adour-out-lamp.



Bild 5 zeigt im Prinzip die Schaltung, die zur Erzeugung von Stoßentladungen mit hoher Impulsfolgefrequenz verwendet wird [7, 8]. Über den Transformator 1 und den Vollweg-Gleichrichter 2 wird der Kondensator  $C_1$  als Hochspannungs-Gleichstromquelle aufgeladen. Die Anlage ist für eine kurzzeitige Belastung von etwa 50 kW ausgelegt. Die Kapazität von  $C_1$  (etwa 80  $\mu\text{F}$  bei 9 kV) gestattet jedoch eine stoßartige Entnahme noch größerer mittlerer Leistung. Über den Ladewiderstand  $R_1$  wird der Stoßkondensator  $C_2$  (umschaltbare Polystyrol-Kondensatorenbatterie [8]) geladen. Die Kapazität von  $C_2$  liegt zwischen 0,1 und 0,3  $\mu\text{F}$ , der Widerstand  $R_1$  bewegt sich in der Größenordnung von 100 bis 500  $\Omega$ , der Frequenzbereich ist entsprechend umschaltbar ausgeführt. Mittels eines leistungsstarken Steuergerätes werden Spannungsimpulse mit etwa 300 kW Spitzenleistung in willkürlich einstellbarer, gegebenenfalls auch quartzgesteuerter Zeitfolge auf einen kleinen Stoßtransformator 6 gegeben, welche die Zündung mehrerer Elektroden

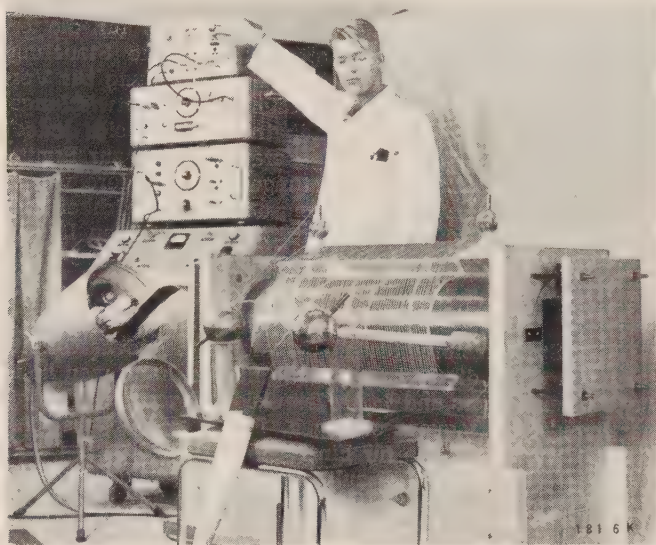


Bild 6. Gesamtanordnung der Anlage gemäß Prinzipschaltbild nach Bild 5.

links Bandleiter, 50-kW-Gleichrichter, Steuergerät, Dosiergerät und Verzögerungsgerät  
rechts 250-kV-Stoßtransformator

der Löschfunkenstrecke 7 über die Isolierkondensatoren  $C_3$  bewirken. Das Steuergerät 3 ist mittels eines Dosiergerätes 4 und eines Verzögerungsgerätes 5 für beliebig einstellbare Zeitbereiche zwischen 2 und 200 000  $\mu\text{s}$  Gesamtdauer stufenlos tastbar. Würde man dementsprechend das Steuergerät auf eine Zeitfolge von 10 000 Impulsen je Sekunde einstellen und am Verzögerungs- oder Dosiergerät eine Zeit von 1 ms vorwählen, so würden nur 10 Impulse am Transformator 6 erzeugt werden. Jeder Zündimpuls ionisiert die etwa 20- bis 30-teilige Löschfunkenstrecke derart stark, daß sie kurzzeitig leitend wird. Die Löschfunkenstrecke ist aus Kupferscheiben in einer Wasserstoffatmosphäre aufgebaut. Der zulässige Höchstwert der Impulsleistung beträgt 20 MW. Zusätzlich benötigt man zur Feinjustierung noch eine Vorfunkenstrecke<sup>2)</sup> 8 (abmontierbare Funkenkammer), die als Dreielektroden-Funkenstrecke ausgeführt ist und in konventioneller Weise mittels des RC-Gliedes ( $C_3$  und  $R_2$ ) vom dem gleichen Impulstransformator 6 gezündet wird.

Der Elektrodenabstand der Funkenstrecke 8 ist veränderlich. Aus ihr kann zusätzlich Leistung für Beleuchtungszwecke entnommen werden, z.B. um Lichtmarken auf einen Registrierstreifen oder einer Trommelkamera zu erzeugen oder um zusätzlich schlierenoptische Aufnahmen der

<sup>2)</sup> Der Spitzenstrom der Funkenstrecke beträgt bei 8 kV Betriebsspannung, einer Kapazität von 0,3  $\mu\text{F}$  und einer Induktivität von 3  $\mu\text{H}$  rd. 2600 A.

Strömung zu machen. Die Ableitung der Funkenstrecke 8 liegt an Masse, sie ist zusammen mit der hochspannungsseitigen Abführung des Kondensators  $C_2$  als Bandleiter mit einem Wellenwiderstand von etwa 1  $\Omega$  ausgeführt. Dieser Bandleiter führt zu der aus drei Windungen bestehenden Erregerwicklung des Stoßtransformators 9, der in diesem Fall gemäß Bild 2 mit Hypermkernen ausgeführt ist. Obwohl diese Spezialblechfüllung außerordentlich aufwendig ist, so ist sie doch im Vergleich mit dem Gesamtaufwand, der für diese Anlage erforderlich ist, wirtschaftlich vertretbar. Die Sekundärwicklung des Transformators 9 hat entsprechend einer primärseitigen Einspeisung mit etwa 8 kV Stoßspannung 105 Windungen, so daß sich ein Übersetzungsverhältnis von 1:35 ergibt. Der Transformator ist, damit man möglichst kleine Eigenkapazitäten erhält, als Lufttransformator mit frei wählbarem Erdungspunkt ausgeführt. Die Sekundärwicklung besteht aus kunststoffummantelten Drähten (Vermeidung von Koronaverlusten), die auf einem Plexiglasgestell (Vermeidung der Gleitfunkengefahr) gemäß Bild 6 aufgewickelt sind. Das Bild zeigt auch das Stromversorgungsgerät mit dreipoliger Einspeisung, darüber das Steuergerät und das Verzögerungs- und Dosiergerät, an dem der Vorgang ausgelöst wird. Die Funkenkammer befindet sich in dem konischen Gehäuse. Von dort führt die Bandleitung zum Transformator. Im Leerlauf überträgt der Transformator an den Kondensator  $C_4$  (Bild 5), dessen Kapazität etwa 30 pF entsprechend der Eigenkapazität der Sekundärspule und den etwa 1 m langen Meßdrähten am Prüfobjekt beträgt, eine oszillographisch gemessene Spannung von 290 bis 300 kV. Um den Strom im Funkenkanal zwecks Vermeidung thermodynamischer Einflüsse seitens der Funkenwärme möglichst schwach zu gestalten, legt man einseitig oder symmetrisch zur Mitte in die Funkenführungsdrähte einen Strombegrenzungswiderstand  $R_3$  (Bild 5). Bei einem Widerstand von z.B. 10 k $\Omega$  ist die sekundärseitige Stoßspannung auf 25 kV begrenzt. Die Größe des Begrenzungswiderstandes hängt von der örtlichen Aufgabenstellung ab; bei sehr hohen Luftströmungsgeschwindigkeiten im Prüffeld empfiehlt es sich, ohne Begrenzungswiderstand zu arbeiten, da dann die Energie im strömenden Luftfeld so hoch ist, daß die Funkenwärme nicht mehr stören kann.

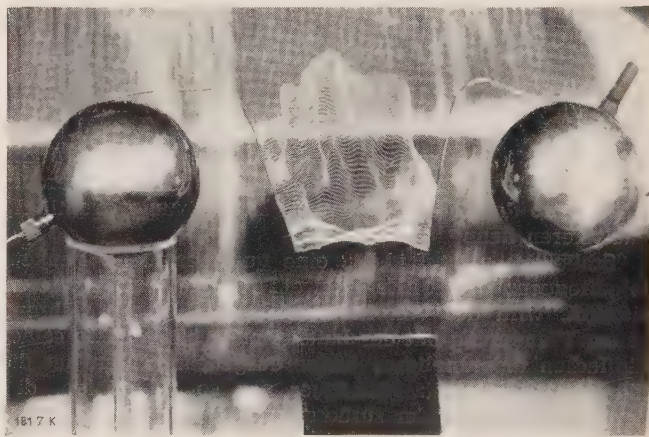


Bild 7. Strömungsbild („Funkengardine“) vor einer Gebläsedüse zwischen den Führungselektroden bei einer Impulsspannung von 250 kV und einer Frequenz von 50 000 Impulsen je Sekunde.

Wenn man auf die Zündung mittels des Impulstransformators in genauer zeitlicher Folge verzichtet, kann man auch die Löschfunkenstrecke im ungesteuerten Selbstkippbetrieb arbeiten lassen. Man erhält dann eine Impulsfolgefrequenz, die nur durch die Größe von  $R_1$  und  $C_2$  bestimmt ist. Es gelingt hierbei, als höchste Impulsfolgefrequenz etwa 300 000 Impulse je Sekunde zu erzeugen.

Bild 7 zeigt ein Strömungsbild zwischen den Führungselektroden eines Impulstransformators, dessen Sekundär-



wicklung bei einer Erregerspannung von 4 kV je Windung 75 Windungen hat und je nach der angeschlossenen Kapazität von 10 bis 100 pF eine Impulsspannung zwischen 250 und 300 kV liefert. Die Mitte des Impulstransformators ist geerdet. Die beiden symmetrischen Hochspannungspole sind an Leitdrähte angeschlossen, bei deren kleinstem Abstand der erste Funke entsteht. Diese Leitdrähte sind entlang dem zu untersuchenden Luftstrombereich angeordnet. Wenn die Impulsfrequenz größer als 5 kHz und der Impuls außerordentlich kurz ist (Mikrosekundenbereich), so findet der nächstfolgende Spannungsimpuls noch ein ausreichendes Plasma vor, das von dem vorhergehenden Funken stammt und inzwischen durch den Luftstrom versetzt worden ist.

In Bild 7 ist das Leitdrahtsystem vor der Düse eines Gebläses angeordnet; die Impulsfolgefrequenz betrug bei diesem Versuch 50 kHz. Die zahlreichen aufeinanderfolgenden Impulse geben unmittelbar ein Bild der bewegten Luft.



Bild 8. Strömungsbild bei einer Impulsspannung von etwa 90 kV und bei quarzgesteuerter Funkenfolge (20 kHz). Die Bildmitte zeigt einen laminaren, nahezu konstanten Verlauf der Luftgeschwindigkeit.

Diese ist meist räumlich verwirbelt. Zur genauen Auswertung solcher Bilder benutzt man deshalb zweckmäßig ein Stereo-Aufnahmegerät mit zwei Objektiven und einem darin enthaltenen Meßstreifen. Dadurch kann jeder Punkt der Luftströmung eindeutig einem Raumpunkt zugeordnet werden, so daß man die gesamte Luftströmung quantitativ analysieren kann.

Schließlich zeigt Bild 8 eine quarzgesteuerte Funkenfolgefrequenz von 20 kHz an zwei Führungsdrähten. Wie ersichtlich, wird der von links ausgelöste Impuls während seiner Wanderung mit der Luftströmung bis zu etwa seiner fünffachen ursprünglichen Länge ausgedehnt. Man hat die Einstellung der Blitzseriendauer nur so zu wählen, daß der Funke nicht wieder zurückspringt, wie das bei der Aufnahme von Bild 7 der Fall war, wo zwei Funkengardinen entstanden sind, wobei die zweite noch nicht voll ausgebildet ist. Die Aufnahmen wurden mit einer üblichen Kamera und kleiner Blende (z. B. 1:5,6), d. h. hoher Abbildungs- und Tiefenschärfe gemacht, da die Funken ja intensiv selbstleuchtend sind. Es kann ein feinkörniges Aufnahmematerial verwendet werden.

Das Strömungsbild in Bild 8 zeigt von links nach rechts eine außerordentlich homogene laminare Luftströmung, deren seitliche Begrenzungen durch das Zurückbleiben der Funkenbahnen deutlich zu sehen sind. Die Führungsdrähte selbst bleiben dabei ohne Einfluß, da sie nur die Randzonen des Bildes darstellen. Im unteren Führungsdraht sind infolge geringfügiger Oberflächenverschmutzungen unregel-

mäßige Funkenansatzpunkte vorhanden, die sich vermeiden lassen, wenn man Funkenführungsdrähte aus Nickel nach vorheriger Säuberung von Fett oder dergleichen verwendet. Die Methode läßt sich auch gut für turbulente Strömungsbilder mit Selbstumkehr der Strömung benutzen. Dieses hier zu beschreiben, würde zu weit führen, da nur auf die elektrotechnische Seite dieser Technik eingegangen werden soll.

Die Impulse sind grundsätzlich etwa sinushalbwellenähnlich. Sie lassen sich aber auch trapezförmig mit einer oberen Trapezseite entsprechend einer Konstanz von etwa  $\pm 1\%$  und einer Funkendauer zwischen 0,3 und  $2\mu\text{s}$  gestalten, indem man primär- und sekundärseitig Hilfskondensatoren für die Gestaltung der Kurvenform benutzt. Sie wurden bereits in den Jahren 1942 und 1943 in Spannungsbereichen von 60 bis 350 kV mit Impulsen der genannten Dauer und Impulsleistungen zwischen 1 und 20 MW in Prüffeldern zum Entwickeln von Klystrons und Magnetrons benutzt. Aus dieser Zeit stammen auch die Patente [2 bis 4].

Die Prüfung von Senderöhren großer Impulsleistung (Megawatt-Bereich), z. B. von Klystron- und Magnetron-Röhren, ist insofern manchmal schwierig, als für die erforderlichen Prüfschaltungen oft keine für die Steuerung geeigneten Röhren aus der industriellen Fertigung zur Verfügung stehen. Für solche Forschungs- und Entwicklungsarbeiten sowie für den Prüffeldbetrieb eignen sich jedoch die hier beschriebenen Impulsgeneratoren auch zur Ermittlung der zulässigen Grenzbelastungen insbesondere wegen ihrer Einfachheit in der Bedienung und der Möglichkeit, die Impulsspannung mittels der Abgriffe an der außen liegenden Sekundärwicklung zu verändern.

### Zusammenfassung

Mit Stoßtransformatoren, bei denen Kondensatorentladungen durch die Primärwicklung fließen, kann man hohe Impulsspannungen und hohe Impulsleistungen bei beliebiger Impulsfolgefrequenz erzeugen. Ein Ausführungsbeispiel beschreibt eine Anlage für Einzelimpulse mit 500 kV Maximalspannung und 5000 pF zulässiger Kapazität; die Spitzenleistung beträgt 180 MW. Als zweites Ausführungsbeispiel wird eine Anlage erläutert, die elektronisch gesteuert ist und bis 50 000 Impulse je Sekunde mit beliebig einstellbarer Funkenanzahl erzeugt. Sie dient dazu, Hochspannungsimpulse bis 250 kV an Prüflingen kleiner Kapazität (30 pF) zu erzeugen. Die Anlage ist auch geeignet zur Präzisionsausmessung der Geschwindigkeitsfelder von Strömungsfeldern. Ein weiteres Anwendungsgebiet sind Impulsmodulatoren für leistungsstarke Senderöhren.

### Schrifttum

- [1] Freise W., u. Früngel, F.: Zur Messung des Verlustwinkels von großen einseitig geerdeten Kapazitäten. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 296—300.
- [2] Früngel, F.: Verfahren zur Erzeugung von aperiodischen Höchstspannungsimpulsen. DRP Nr. 892 629. Eingereicht 1943.
- [3] Früngel, F.: Vorrichtung zur Erzeugung von steilen Stoßspannungen. DBP Nr. 881 211. Eingereicht 1944.
- [4] Früngel, F.: Anordnung zur Erzeugung von hohen Stoßspannungen. DBP Nr. 881 835. Eingereicht 1944.
- [5] Herzog, F.: A new experimental approach to the analysis of compressor performance. Sonderdruck der Universität Maryland (USA), College Park, Nr. USAF BN-90 AFOSR-TH-07-03 AG-660 035 (Januar 1957).
- [6] Thorwart, W.: Dynamische Spannungsoptik und aerodynamische Strömungsbilder mit Funkenblitzen. Kino-Technik Bd. 9 (1958) S. 254—258.
- [7] Früngel, F.: Ein neues Hochfrequenz-Blitzgerät für lange Blitzserien (25 000/s) sowie Anwendungen gesteuerter Einzelblitze in der Spannungsoptik. Z. angew. Phys. Bd. 8 (1956) S. 86—90.
- [8] Früngel, F.: Hochfrequenzzeitlupen mittels Funkenblitzen. Explosivstoffe Bd. 4 (1958) S. 236—246.
- [9] Früngel, F.: Optik Bd. 3. Wissenschaftliche Verlagsgesellschaft, Stuttgart 1948. S. 128—136.
- [10] Früngel, F.: Zur technischen Physik von Funkenkammern. (2. Congrès International de Photographie et Cinématographie.) Aus „Photographie et Cinématographie Ultrarapides“ S. 19—30, Dunod, Paris 1956.
- [11] Früngel, F.: Impulsphysik. Kapitel M. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, Leipzig 1959.
- [12] Bomelburg, H.-J., u. Herzog, J., u. Weske, J. R.: Electric spark method for quantitative measurements in flowing gases. Z. Flugwiss. Bd. 7 (1959) S. 322—329.



# Über die Bemessung und Ausbildung von Gleichstrommagneten für Schütze

Von Adil Erk, Braunschweig\*)

DK 621.318.3.024 : 621.318.562

Zum Antrieb von Schützen werden neben Wechselstrom- auch Gleichstrommagnete verwendet. Für den Dauer- und kurzzeitigen Betrieb der Magnete sind Regeln nach VDE 0660 zu beachten, die auf die Konstruktion und Ausführung der Polkerform und Wicklung Einfluß haben. Nachstehend soll über Gleichstrommagnete berichtet werden.

## Allgemeines

Schütze sind gemäß VDE 0660/12.52 „Regeln für Schaltgeräte“ fernbetätigte Schalter, die in die Ruhestellung zurückkehren, wenn die Antriebskraft nicht mehr auf sie wirkt. Zum Erzeugen der Antriebskraft werden bei den auf dem Markt befindlichen Schützen fast ausschließlich Elektromagnete verwendet.

Obgleich die meisten Schaltmagnete heute mit Wechselstrom betrieben werden, ist es vielfach notwendig und aus steuerungstechnischen Gründen erwünscht, die Magnetspule des Schützes an ein Gleichstromnetz von 110 oder 220 V anschließen zu können. Beim Umstellen von Wechsel- auf Gleichstrom ist es üblich, die Spule eines Wechselstrommagneten gegen eine Spule mit größerer Windungszahl auszuwechseln und in geschlossenem Zustand des Schützes der Spule über einen Hilfsschalter einen Widerstand vorzuschalten, der den Erregerstrom auf einen thermisch zulässigen Wert begrenzt.

Die erforderliche Lebensdauer der Schaltgeräte ist nach VDE 0660 § 26 von ihrem Verwendungszweck abhängig. Luftschütze müssen allgemein eine Lebensdauer von  $10^6$  Schaltspielen, Schütze für schweren aussetzenden Betrieb sogar von  $10^7$  Schaltspielen unter gleichen Schaltbedingungen haben. Diese außerordentlich hohen Anforderungen können nur erreicht werden, wenn die Zusatzeinrichtungen des Schaltgerätes so ausgebildet sind, daß sie keinen Anlaß zu Störungen geben, und wenn die Zugkraft des Magneten dem Kraftbedarf des Schützes weitgehend angepaßt ist. Überschüssige Kräfte des Magneten verursachen unerwünschte Zusatzbeschleunigungen sowie erhöhte mechanische Beanspruchungen im Schaltgerät und vermindern daher dessen Lebensdauer.

Gleichstrommagnete haben nun den Vorteil, daß ihre Zugkraft-Weg-Kurve durch geeignete Ausbildung des Magneten und seines Luftspaltes sehr gut an die Kraftbedarfs-Kennlinien anzupassen sind. Darüber hinaus haben gleichstromerregte Zylindermagnete die günstige Eigenschaft, sanft einzuschalten, und erlauben den Einbau wirkungsvoller Dämpfungseinrichtungen ohne großen Aufwand.

Die Ergebnisse der Untersuchungen<sup>1)</sup>, die sich mit der Ausbildung und Bemessung von gleichstromerregten Zylindermagneten mit verschiedenen ausgebildeten Polflächen befassen, werden mitgeteilt.

## Der Kraftbedarf zum Antrieb von Schützen

Für die Bemessung des Schalterantriebes und des Schaltmagneten ist zunächst die Kenntnis des Kraftbedarfes erforderlich. Der Kraftbedarf  $F_A$  eines Schützes setzt sich im allgemeinen aus den nachstehend genannten Einzelkräften zusammen, die je nach Bauart mehr oder weniger großen Einfluß haben:

1. Kraft der Rückstellfeder  $F_R$ ,
2. Kontaktkraft der Hauptkontaktstücke  $F_H$ ,
3. Kontaktkraft und Kraft für die Rückstellfeder der Hilfsschalter,
4. Gewicht der beweglichen Teile des Schützes und seiner Hilfseinrichtungen  $F_G$ ,

5. Kraft zur Überwindung der Reibung,
6. Beschleunigungskräfte.

Aus diesen Kräften ergibt sich die in Bild 1 wieder-gegebene Kraftbedarfs-Kennlinie 1 eines Schützes mit Hilfsschaltern. Gestrichelt aufgetragen ist der Mittelwert der benötigten Kraft, die auf den Kontaktstückträger, abhängig von seinem Weg bzw. Luftspalt, auszuüben ist. Die schraffierten Flächen umreißen dabei die vom Mittelwert um  $\pm 10\%$  der Nennkraft abweichenden Streuwerte, die sich unter Berücksichtigung der Federtoleranzen ergeben. Die stark ausgezogene obere Grenzkurve gibt den Kraftbedarf des Schützes bei ungünstigen Verhältnissen an. Der Weg Null bedeutet, daß das Schütz eingeschaltet ist. In Stellung I ist das Schütz geöffnet. Beim Schließen muß zunächst die Kraft der Rückstellfeder für die Hauptkontakte überwunden

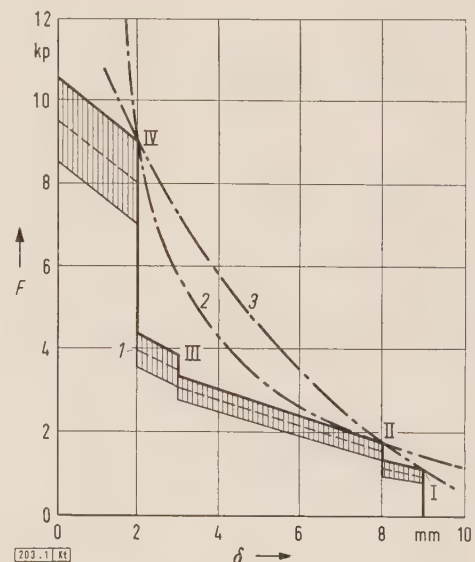


Bild 1. Kraftbedarf eines Schützes und Zugkräfte eines Schaltmagneten in Abhängigkeit vom Luftspalt  $\delta$ .

1 Kraftbedarfs-Kennlinie  $F_A = f(\delta)$  mit einem Streubereich von  $\pm 10\%$  des Nennwertes

2, 3 Zugkraft-Weg-Kennlinien  $F = f(\delta)$  bei einer Spannung von  $0,9 U_N$  von Magneten verschiedenartiger Polformen

werden. In Stellung II überlagert sich dieser Kraft die Kraft der Rückstellfeder für die Hilfsschalter, und in Stellung III setzen die Kontaktstücke des Hilfsschalters auf. Nunmehr müssen zusätzlich die Kontaktdruckfedern der Hilfsschalter gespannt werden. In Stellung IV berühren sich die Hauptkontaktstücke des Schützes, deren starke Kontaktdruckfedern bis zur Endstellung, bei welcher der Weg und Luftspalt Null ist, gespannt werden müssen.

Bei Schützausführungen mit Haupt- und Abbrandkontaktstücken kommen zusätzliche Federkräfte hinzu, welche die Kraftbedarfs-Kennlinie entsprechend beeinflussen.

Nach VDE 0660 § 35 müssen Schütze zwischen der 1,1- und 0,9-fachen Nennspannung sicher schließen, während neueste Vorschläge ein Herabsetzen auf einen unteren Spannungswert von  $0,85 U_N$  vorsehen. Dies bedeutet, daß

\*) Dr.-Ing. A. Erk ist Dozent an der Technischen Hochschule Braunschweig.

1) Die Anregung und Mittel hierzu gab die Calor-Emag, Elektrizitäts-AG, Ratingen.



die Zugkraft-Weg-Kurven des Magneten bei 0,9- bzw. 0,85-facher Nennspannung (Kurven 2 und 3 in Bild 1) im betriebswarmen Zustand des Magneten bei allen Luftspalten oberhalb der Kraftbedarfs-Kennlinie 1 des Schützes liegen müssen. Sie müssen so weit oberhalb der Linie 1 liegen, daß

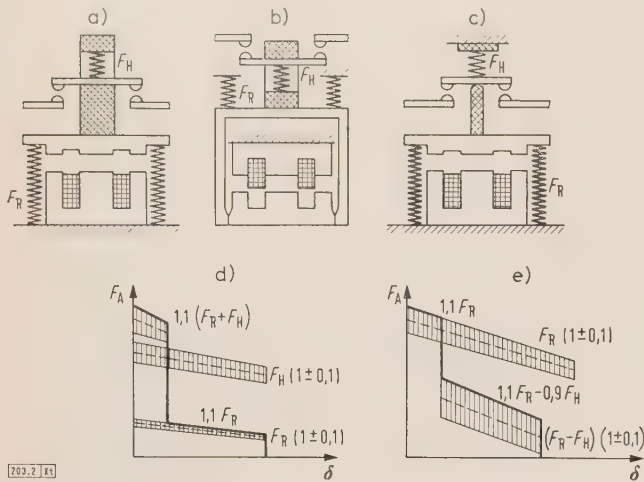


Bild 2. Schützenantriebe mit unmittelbar durch Magnete betätigte Schaltstücke und ihre Kraftbedarfs-Kennlinien.

- a) u. b) Magnetanker arbeitet gegen die Kraft der Rückstellfedern  $F_R$  und Kontaktfedern  $F_H$ .  
 c) kontaktfreier Magnetanker, der bis zur Berührung der Kontaktstücke gegen die Differenz der Federkräfte  $(F_R - F_H)$  arbeitet.  
 d) Zugkraft-Weg-Kurve für Magnetanker nach a) und b),  
 e) Zugkraft-Weg-Kurve für Magnetanker nach c).

unter Berücksichtigung der ungünstigsten Federtoleranzen auch die zur Überwindung von Reibungen erforderlichen Kräfte sowie die Beschleunigungskräfte gedeckt werden.

Werden die vorstehenden Voraussetzungen erfüllt, so muß im kalten Zustand des Gleichstrommagneten bei der Nennspannung und bei der 1,1-fachen Nennspannung ein Kraftüberschuß vorhanden sein, ebenso wie auch ein Kraftüberschuß vorhanden ist, wenn das Schütz nicht mit allen Hilfsschaltern bestückt ist. Je größer diese überschüssigen Kräfte sind, um so mehr werden die beweglichen Teile des Schützes beschleunigt und um so größer ist die mechanische Beanspruchung der einzelnen Schützteilteile. Mit wachsendem Kraftüberschuß wird es also immer schwieriger, eine große Lebensdauer des Schützes zu erreichen.

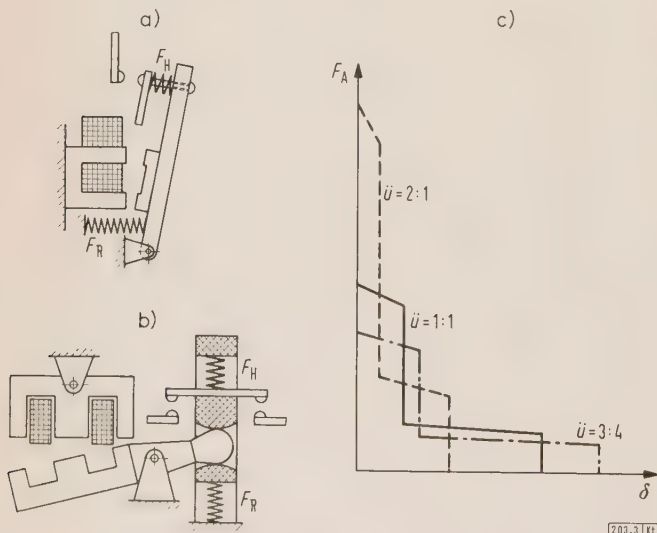


Bild 3. Schützenantriebe mit Betätigung der Schaltstücke über Hebelarme.

- a) Drehpunkt am Ende des Ankers,  
 b) Drehpunkt zwischen Magnet und Kontaktbrücke,  
 c) Diagramm des Kraftbedarfs  $F_A$ , abhängig vom mittleren Magnetluftspalt  $\delta$ .

Die Antriebe der modernen Luftschütze lassen sich in bezug auf die Kraftbedarfs-Kennlinien in drei große Gruppen einteilen.

Die erste Gruppe der Schützenantriebe, bei denen ohne Zwischenschaltung einer Über- oder Untersezung die Schaltstücke betätigt werden, sowie die graphische Darstellung der zugehörigen Kraftbedarfs-Kennlinien zeigt Bild 2. Die Hilfsschalter sind aus Übersichtslichkeitsgründen nicht mitgezeichnet. In Bild 2a und b sind zwei Bauarten dargestellt, bei denen die Magnetanker gegen die Kraft der Rückstellfedern und gegen die Kontaktkraftfedern angezogen werden müssen. In Bild 2c ist eine weitere, zur ersten Gruppe gehörende Anordnung mit sogenanntem „kontaktfreiem Magnetanker“ dargestellt, bei welcher der Magnet bis zum Aufsetzen der Hauptkontaktstücke gegen die Differenz der Federkräfte  $(F_R - F_H)$  arbeiten muß, während der Antrieb nach der Kontaktgabe die gesamte Kraft  $F_R$  zu bewältigen hat. Bei der Ausführung nach Bild 2c müssen die starken Rückstellfedern genauer gefertigt werden als bei den Bauarten nach Bild 2a und 2b, da sonst das Schütz bei gleicher Krafttoleranz der Federn eine größere Antriebskraft benötigen würde.

Zur zweiten Gruppe gehören die Bauarten, bei denen die Magnetkraft über einen einfachen Hebelarm auf die beweglichen Kontaktstücke wirkt. Der Drehpunkt kann entweder an einem Ende des Hebelarmes, wie in Bild 3a dargestellt, oder aber zwischen dem Magneten und der Kontaktbrücke nach Bild 3b angeordnet sein.

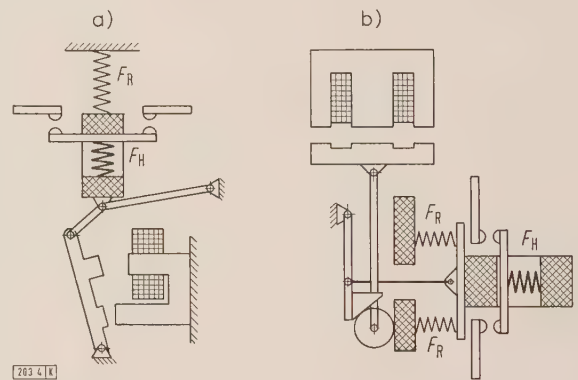


Bild 4. Schützenantriebe mit Betätigung der Schaltstücke über a) Kniehebel und b) Kulissenhebel.

Während bei den Magnetanordnungen nach Bild 2 die Zugkraft-Weg-Kurve einer bestimmten Kraftbedarfs-Kennlinie des Schützes unmittelbar entsprechen muß, kann bei den Schützen nach Bild 3 durch die Wahl einer geeigneten Hebelübersetzung die Kraftbedarfs-Kennlinie, wie Bild 3c zeigt, weitgehend verändert werden. Durch winklig angeordnete Hebelsysteme lassen sich Schütztypen bauen, die einen sehr geringen Platz benötigen.

Zu der dritten Gruppe gehören Schützenanordnungen, bei denen zwischen den Magneten und den Kontaktstückträgern Kniegelenke oder ähnliche Übertragungseinrichtungen eingefügt sind. Eine Ausführung mit einem Kniegelenk-antrieb zeigt Bild 4a, einen Antrieb mit einer sogenannten Kulissensteuerung gibt Bild 4b wieder. Die Kraftbedarfs-Kennlinien dieser Schütze können durch Ausbilden und Bemessen der Übertragungseinrichtungen in weiten Grenzen verändert und gegebenenfalls der Zugkraft-Weg-Kurve des Magneten angepaßt werden.

Bei allen beschriebenen Schütztypen und deren Kraftbedarfs-Kennlinien sind die Reibungskräfte vernachlässigt worden. Sie lassen sich bei Schützenanordnungen ohne Gleitlager durch Verwenden von Rollen- oder Kugellagern verhältnismäßig klein halten. Da der Verlauf der Kraftbedarfs-Kennlinie des Schützes von der Bauart abhängig ist und da sich bei Gleichstrommagneten der Verlauf der Zugkraft-Weg-Kurve durch die Form des Luftspaltes und durch die Höhe der Magnetisierung des Magneteisenkerns



in weiten Grenzen verändern läßt, ist eine gute Anpassung der Zugkraft-Weg-Kurve an die jeweilige Kraftbedarfs-Kennlinie möglich. Jedoch lassen sich die Zugkraft-Weg-Kurven für alle Polflächenformen der Magnete<sup>2)</sup> nur schlecht berechnen, so daß man auf ihre experimentelle Ermittlung angewiesen ist.

## Meßanordnung zur Aufnahme von Zugkraft-Weg-Kurven von Gleichstrommagneten

Zur Aufnahme der Zugkräfte von Gleichstrommagneten, abhängig vom Luftspalt, wurde eine Meßanordnung verwendet, wie sie Bild 5 im Prinzip zeigt. Der Versuchsmagnet 1 ist auf der Grundplatte des Gestelles 2 so be-

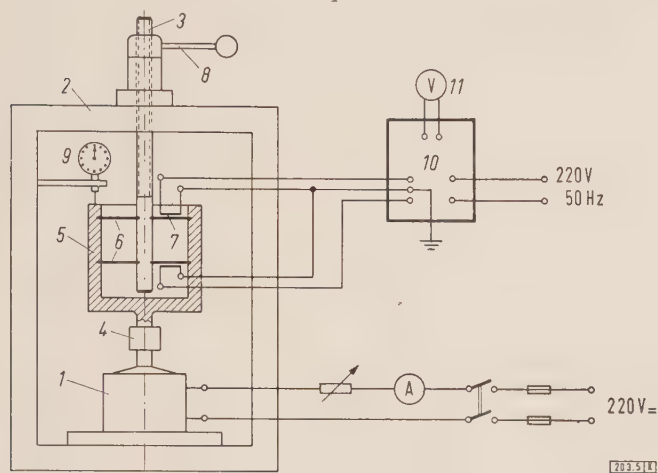


Bild 5. Schematische Darstellung der Meßanordnung zum Bestimmen der Zugkräfte von gleichstromerregten Zylindermagneten.  
Erläuterungen im Text.

festigt, daß die Ankerachse des Magneten in der Spindelachse 3 der Meßeinrichtung liegt. Der auswechselbare Anker des Versuchsmagneten 1 ist über eine kugelgelenkartige Kupplung 4 am Boden des starren zylindrischen Topfes 5 befestigt. Im Innern des Topfes sind zwei Membranen 6 aus Federstahlblech eingespannt, in deren Mittelbohrungen die Zugspindel 3 angreift. Auf die Membranen sind Dehnungsmeßstreifen 7 aufgeklebt. Durch Verdrehen der Spindelmutter 8 wird über die beiden Membranen der zylindrische Topf mit dem Anker des Magneten gehoben oder gesenkt und der Luftspalt mittels einer Meßuhr 9 gemessen. Nach Einstellen des gewünschten Luftspaltes wird der Magnet eingeschaltet. Durch die magnetische Zugkraft werden die Membranen verformt. Die beiden Dehnungsmeßstreifen, die einen Zweig einer Weathstonschen Brücke darstellen, ändern ihren Widerstand. Über den Verstärker 10 wird die Verstimmung der Meßbrücke am Spannungsmesser 11 angezeigt. Geeicht wird die Meßanordnung durch Anhängen von Gewichten. Die Eichkurve ist fast linear. Der Meßbereich kann durch Wahl verschieden starker Membranen verändert werden, deren Ausbiegung gering ist. Beispielsweise tritt bei zwei Membranen von 105 mm Dmr. und je 1 mm Dicke bei einer Zugkraft von 50 kp nur eine Hubbewegung von etwa 0,5 mm auf.

### Daten des untersuchten Zylindermagneten

Die untersuchte Magnetform ist in Bild 6 a dargestellt. Ein zylindrischer Topf 1 trägt die Spule 2, den Deckel 3, ein Führungsrohr aus nichtmagnetischem Werkstoff 4 und hat im Boden eine Bohrung zum Befestigen des festen Teiles des zylindrischen Magnetkerns. Der bewegliche Teil des aus zwei Teilen bestehenden und auswechselbaren Magnetkerns wird von oben eingeführt.

2) Für kegelige Polflächen gibt Benecke [2] eine Berechnungsmethode an, für kegelstumpfbartige Polflächen ergeben sich nach Babikow [3] recht umfangreiche Berechnungsformeln.

Die Magnetkerne und der magnetische Rückschluß bestehen aus Stahl St 37.11. Die Kerne haben einen Durchmesser von 34 mm und damit einen Querschnitt von 9,08 cm<sup>2</sup>, den auch der magnetische Rückschluß hat.

Das Führungsrohr 4 ist mit einer Einheitsbohrung versehen, die beweglichen Kernstücke sind mit einer Toleranz  $+0$  mm angefertigt. Der Gleitluftspalt  $\delta_G$  betrug bei allen Messungen unverändert 0,25 mm. Die Spule wurde nach den Regeln für Schaltgeräte VDE 0660 § 48 bemessen. Bei einer Außentemperatur von 35 °C darf ihre Übertemperatur bei 1,1-facher Nennspannung 50, 60 oder 80 grd je nach Art der Drahtisolation nicht überschreiten. Gewählt wurde für eine Nennspannung von 110 V eine Kupferwicklung aus Doppellackdraht mit 14 000 Windungen und 0,26 mm Drahtdurchmesser für eine Übertemperatur von 50 grd. Das Verhältnis Spulenhöhe zu Durchmesser der Spule betrug 1. Die Wärmeabgabezahl  $\alpha$  dieser Magnetform wurde für den frei aufgehängten Magneten experimentell zu 6,1 W/grd m<sup>2</sup> ermittelt. Wie Versuche zeigten, erhöht sich die Wärmeabgabebeiziffer beim Einbau des Magneten in das Schütz bis zu 25 % infolge besserer Wärmeleitung. Bei ungünstigen Einbauverhältnissen kann sie jedoch auch kleiner werden.

Die Lage und Form des Luftspaltes der auswechselbaren Eisenkerne wurde verändert. Untersucht wurden zuerst drei

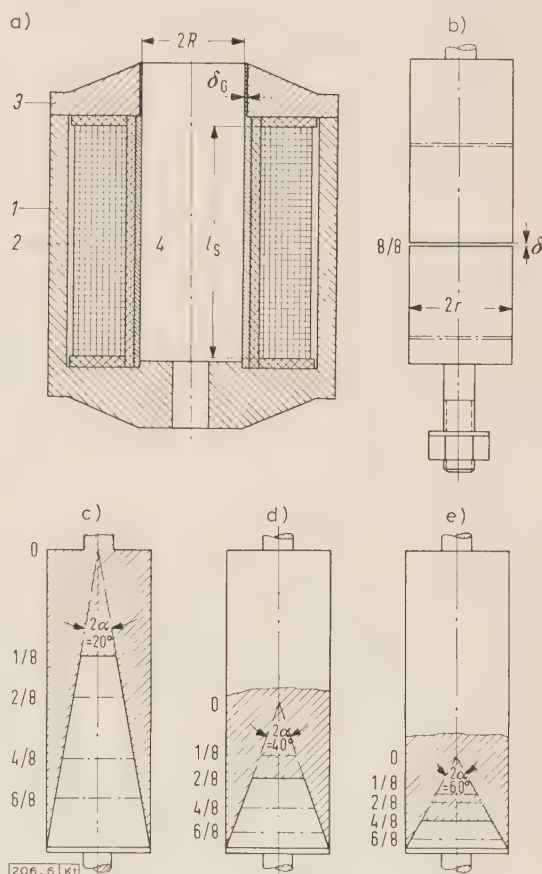


Bild 6. Darstellung des untersuchten Zylindermagneten mit verschiedenen Kernen.

b) bis e) auswechselbare Kerne mit verschiedenen Kegelwinkeln ( $2\alpha = 20^\circ$ ,  $40^\circ$  und  $60^\circ$ ). Erläuterungen im Text.

Kerne mit ebenen Polflächen, die senkrecht zu der Bewegungsrichtung waren, deren Luftspalte  $\delta$  jedoch, wie Bild 6 b zeigt, entweder in der Mitte (ausgezogene Linien) der Erregerspule, oder an ihrem oberen bzw. unteren (strichpunktierte Linien) Ende angeordnet waren. Weiterhin wurden Eisenkerne mit kegel- und kegelstumpfförmigen Polflächen (Bild 6 c bis e) mit Kegelwinkeln  $2\alpha = 20^\circ, 40^\circ$  und  $60^\circ$  bei einer Stufung der oberen Kegelstumpffläche  $A$  zur Querschnittsfläche  $A_0$  der zylindrischen Magnetkerne untersucht, und zwar für  $A/A_0 = 6/8, 4/8, 2/8$  und  $1/8$ .



### V Versuchsergebnisse

Im Rahmen dieser Arbeit ist es nicht möglich, alle experimentell ermittelten Zugkraft-Weg-Kurven darzustellen. Nur einige charakteristische graphische Darstellungen der Meßergebnisse werden wiedergegeben. Alle Messungen wurden bei drei verschiedenen Durchflutungen der Magnete ausgeführt<sup>3)</sup>.

Bei dem untersuchten Magneten liegt eine Durchflutung von 1190 AW dann vor, wenn seine Spule im betriebswarmen Zustand an 85 % der Nennspannung  $U_N$  angelegt wird und die Spule so bemessen ist, daß die Übertemperatur des Magneten bei  $1,1 U_N$  rd. 50 grd beträgt. Eine Durchflutung von 1400 AW ist dann vorhanden, wenn die vorgenannte Spule mit Nennspannung betrieben wird, oder wenn man für diese Spule eine solche für 80 grd Übertemperatur in den Versuchsmagneten einbaut und an eine Span-

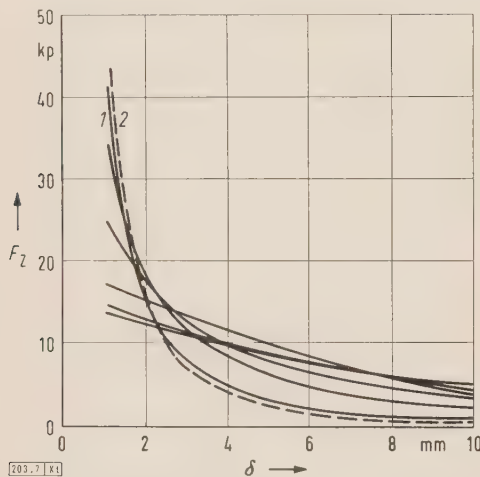


Bild 7. Graphische Darstellung der Zugkraft  $F_Z$  des Magneten nach Bild 6, abhängig vom Luftspalt  $\delta$  für verschiedene Formen der Polflächen des Kernes.  $\Theta = 1190$  AW;  $B = 11\,000$  G im verbliebenen Luftspalt.

- 1 gemessene Kurve für einen Kern nach Bild 6 b) mit Luftspalt in Kernmitte
- 2 berechnete Kurve für einen Kern nach Bild 6 b) mit Luftspalt in Kernmitte

nung von  $0,85 U_N$  anschließt. Eine Durchflutung des Magneten von 1750 AW tritt bei dem Versuchsmagneten auf, wenn er mit einer Spule, die im betriebswarmen Zustand eine Übertemperatur von 80 grd hat, an die Nennspannung angeschlossen wird.

Bei Anordnung des Luftspaltes in der Mitte der Erregerspule und senkrecht zur Bewegungsrichtung (Bild 6 b) liegenden Polflächen ergibt sich die in Bild 7 mit 1 bezeichnete Zugkraft-Kurve, während mit 2 die mit den Werten des Versuchsmagneten errechnete Kurve gestrichelt wiedergegeben ist. Gewählt wurde für die Magnetspule eine Durchflutung von 1190 AW, die rechnerisch im noch verbliebenen Luftspalt von 1 mm eine Induktion von 11 000 G ergibt<sup>4)</sup>. Die Zugkraft  $F_Z$  wurde nach der von Jasse [1, S. 83] abgeleiteten Beziehung

$$F_Z = \frac{1}{2} \pi \mu_0 \Theta^2 \left[ \frac{r^2}{\delta^2} + \frac{2x^2}{l_s^2 \ln(R/r)} \right]$$

berechnet, weil von den verschiedenen Rechenverfahren die nach dieser Formel berechneten Zugkräfte mit den gemessenen am besten übereinstimmen. Hierin bedeuten

$F_Z$  Zugkraft des Magneten,

$\Theta$  die Durchflutung des Hauptluftspaltes,

$R$  Innenradius des Magnetmantels,

<sup>3)</sup> Durchgeführt wurden diese Messungen von B. Müller im Hochspannungsinstitut der Technischen Hochschule Braunschweig.

<sup>4)</sup> Für andere Durchflutungen und Querschnitte des Rückschlusses wurden gleichfalls Meßwerte aufgenommen, die aus Platzmangel hier nicht wiedergegeben werden können.

$r$  Radius des Magnetkernes,

$\delta$  Hauptluftspalt (Hub),

$l_s$  Höhe der Magnetspule,

$x$  Abstand von Oberkante Magnetspule bis zur Unterkante des beweglichen Kernes.

Das zweite Glied der obigen Formel berücksichtigt den Einfluß der Streuung, die sich mit der Lage des beweglichen Kernteils zur Spule ändert.

Bild 7 zeigt außerdem einige experimentell ermittelte Zugkraft-Weg-Kurven von Magneten mit kegeligen oder kegelstumpfförmigen Polflächen, die alle den gleichen Kegelwinkel von  $40^\circ$  aufweisen. Die Erregung von 1190 AW wurde während der Aufnahme aller Kurven konstant gehalten. Die Kurven zeigen einen hyperbolischen Verlauf. Ihre Krümmung und Steilheit werden mit wachsender Stirnfläche des Magneten größer. Der reine Kegel ergibt den flachsten Verlauf und große Zugkräfte bei großem Luftspalt. Der ebene Luftspalt ergibt dagegen kleine Zugkräfte bei großem Luftspalt und eine große Zugkraft bei kleinem Luftspalt. Vergrößert man den Querschnitt des magnetischen Rückschlusses, so nehmen die Zugkräfte im Bereich kleiner Luftspalte zu. Diese Zunahme ist um so größer, je höher die Induktion im noch verbliebenen Luftspalt gewählt wird, weil bei der konstanten Durchflutung der für die Magnetisierung des Eisens erforderliche Anteil kleiner wird.

Steigert man bei gleicher Ausführung des Magneten die Erregung, beispielsweise von 1190 AW auf 1400 AW oder 1800 AW, so werden dadurch die Zugkraftkurven im Bereich großer Luftspalte etwa parallel zu sich selbst und in Richtung zu größeren Zugkräften hin verschoben. Bei kleinen Luftspalten findet infolge des Sättigungseinflusses des Eisens die Zunahme der Zugkräfte nicht in gleichem Maße statt wie bei großen Luftspalten. Die Kurven werden somit flacher, und zwar um so stärker, je mehr das Eisen magnetisch gesättigt wird.

In Bild 8 a und b sind Kurven aufgetragen, die das Verhältnis der Zugkräfte von Magneten mit kegeligen, kegelstumpfförmigen und ebenen Luftspaltformen zu den berechneten Zugkräften von Magneten mit ebenen, zur Bewegungsrichtung senkrecht liegenden Polflächen in Abhängigkeit des Luftspaltes für Kegelwinkel von  $2\alpha = 20^\circ$  und  $60^\circ$  wiedergeben. Bei der Ermittlung der Kurven wurde stets von der gleichen magnetischen Erregung sowie der gleichen Induktion im noch verbliebenen Luftspalt bei ebenen Polflächen ausgegangen. In Bild 7 führte das zum gestrichelten Verlauf.

Aus einmal experimentell ermittelten Kurven, entsprechend Bild 7 und 8, lassen sich nun auf folgende Weise geeignete Polformen von Gleichstrommagneten mit

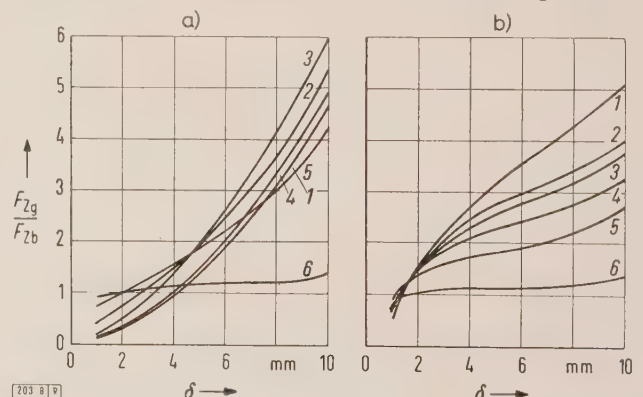


Bild 8. Verhältnis der gemessenen Zugkräfte  $F_{Zg}$  eines Magneten nach Bild 6 mit kegeligen, kegelstumpfförmigen und ebenen Polflächen zu den berechneten Zugkraft  $F_{Zb}$  eines Magneten mit ebenen Polflächen, abhängig vom Luftspalt  $\delta$  und vom Querschnittsverhältnis  $A/A_0$ .

$\Theta = 1190$  AW;  $B = 11\,000$  G im verbliebenen Luftspalt.

a) für einen Kegelwinkel  $2\alpha = 20^\circ$ , b) für einen Kegelwinkel  $2\alpha = 60^\circ$ .

Kurve	1	2	3	4	5	6
$A/A_0$	0	1/8	2/8	4/8	6/8	8/8



Zugkraft-Weg-Kurven, wie sie in Bild 7 dargestellt sind, bestimmen, die sich einer vorgegebenen Kraftbedarfs-Kennlinie gut anpassen. Nach Kenntnis dieser Kraftbedarfs-Kennlinie, die von der jeweiligen Bauart, den Federtoleranzen und der Reibung abhängig ist, wird zunächst unter Vorgabe der elektrischen Werte für einen Magneten, ähnlich dem Versuchsmagneten, eine der gestrichelten Kurven (Bild 7, Kurve 2) entsprechende Kurve für einen Magneten mit ebenen Polflächen berechnet. Sollen die wiedergegebenen Kurven verwendet werden, so ist in Übereinstimmung mit den Versuchsmagneten eine Induktion im noch verbliebenen Luftspalt von 10 000 G zugrunde zu legen. Ausgehend von der errechneten Kurve werden nun mit Hilfe der in Bild 7 und 8 wiedergegebenen oder der entsprechenden Kurven die für andere Polformen mit kegeligen oder kegelstumpartigen Polflächen gültigen Kurven ermittelt und eine Polform gewählt, deren Zugkraft-Weg-Kurve der Kraftbedarfs-Kennlinie am besten entspricht. Somit erhält man vom Standpunkt der mechanischen Beanspruchung aus die günstigsten Magnete.

Trotz der Anpassung der Zugkraft-Weg-Kurve des Magneten an die Kraftbedarfs-Kennlinie des Schützes lassen sich Abweichungen der Kurven voneinander nicht ganz vermeiden. Dabei ist zu beachten, daß ein Kraftüberschuß bei kleinen Luftspalten nur von geringem Einfluß auf die Beanspruchung des Schützes ist, weil bei dem geringen Weg keine wesentlichen Geschwindigkeiten mehr auftreten. Sollte dieser Kraftüberschuß trotzdem noch stören, so kann die Zugkraft bei kleinen Luftspalten durch bekannte Maßnahmen, beispielsweise durch geeignete Formgebung des beweglichen Kernes im Bereich des Gleitluftspaltes [1, S. 115] oder durch Kurzschlußringe, beeinflusst werden.

Der Magnet erhält die kleinste Bauform, wenn man ihn mit kegeligen Polflächen ausführt. Bei dieser vorteilhaften Ausführung ergeben sich aber nur wenig gekrümmte Zugkraft-Weg-Kurven (ähnlich Bild 1, Kurve 3). Der Kraftüberschuß wird somit im mittleren Bereich der Zugkraft-Weg-Kurve größer als bei Verwendung von Magneten mit kegelstumpartigen Polformen, aber die dadurch verursachten großen Beschleunigungen lassen sich bei zylindrischen

Gleichstrommagneten durch an sich bekannte Dämpfungseinrichtungen verhältnismäßig leicht unschädlich machen. Eine wirksame, aber reibungslose Dämpfung kann man beispielsweise erreichen, wenn man die Führungsbüchse aus elektrisch leitendem, nicht magnetischem Werkstoff, z. B. Messing, herstellt. Bei Bewegung des Ankers entstehen Wirbelströme in der Führungsbüchse, die ein rasches Hineinziehen des Kernes in die Büche verhindern. Weiterhin kann eine Dämpfung durch entsprechendes Bemessen der Luftaustrittsöffnungen erreicht werden.

### Zusammenfassung

Bei Schützen großer Lebensdauer muß die Zugkraft-Weg-Kurve des Magneten möglichst eng an die Kraftbedarfs-Kennlinie des Schützes angepaßt werden. Eine Annäherung ist durch Zwischenschaltung eines entsprechenden Getriebes (Hebelübersetzung, Kniegelenk oder Kulissenübersetzung) zwischen Magneten und beweglichem Kontaktträger möglich. Bei Gleichstrommagneten läßt sich die Zugkraft-Weg-Kurve sehr einfach durch die Formgebung der Polflächen an die Kraftbedarfs-Kennlinie des Schützes anpassen. Mit einer Meßanordnung mit Dehnungsmeßstreifen wurden an einem gleichstromerregten, zylindrischen Versuchsmagneten mit auswechselbaren Kernen, die mit verschiedenartig geformten Polflächen ausgerüstet waren, Zugkräfte in Abhängigkeit des Luftspaltes aufgenommen. Mittels dieser Kurven, von denen nur ein Teil im Rahmen dieser Arbeit veröffentlicht werden kann, lassen sich diejenigen Polformen vorausbestimmen, bei denen die Zugkraft-Weg-Kurven des Magneten sich am besten der Kraftbedarfs-Kennlinie des Schützes anpassen. Kerne mit kegeligen Polflächen erfordern dabei die geringste Durchflutung und weisen die kleinsten Abmessungen auf.

### Schrifttum

- [1] Jasse, E.: Die Elektromagnete. Verlag Julius Springer, Berlin 1930.
- [2] Benecke, W.: Über den Einfluß der Polform von Magneten auf die Zugkraft desselben. ETZ Bd. 27 (1901) S. 542-544.
- [3] Babikow, M. A.: Wichtige Bauteile elektrischer Apparate, Bd. 1. VEB Verlag Technik, Berlin 1954.
- [4] Kussy, W.: Elektrische Niederspannungs-Schaltgeräte. Techn. Verlag Herbert Cram, Berlin 1950.
- [5] Ollendorff, F.: Berechnung magnetischer Felder. Springer-Verlag, Wien 1952.

## Transduktorschaltungen zur Frequenzvervielfachung

DK 621.318.435.3.062 : 621.374.4

Ausgehend von den bekannten Umrichtern mit gesteuerten Schaltelementen werden Aufbau und Wirkungsweise zweier Schaltungen mit Transduktoren beschrieben, bei denen die Schaltfunktion eines sättigbaren Eisenkerns in ihren Auswirkungen auf die Wicklungen und angeschlossenen Stromkreise zur Frequenzvervielfachung benutzt wird<sup>1)</sup>. Der grundlegende Unterschied in der Wirkungsweise zwischen dem mechanischen Schalter und der Transduktordrossel liegt darin, daß der Schalter beispielsweise in der Form der gittergesteuerten Gasentladungsstrecke, unabhängig von der anliegenden Spannung, jederzeit geschlossen werden kann, während die Transduktordrossel nur dann die Sättigung erreicht, wenn das jeweilige Spannungszeitintegral eine Flußänderung bis zum positiven oder negativen Sättigungswert des Kernes herbeigeführt hat. Dadurch wird der Schaltzeitpunkt spannungsabhängig, kann aber auf der Magnetisierungsschleife durch Aufbringen zeitlich konstanter magnetischer Spannungen (Gleichstromvormagnetisierung) nach Bedarf festgelegt werden. Nach Maßgabe der Steilheit und der Breite der Magnetisierungsschleife im sogenannten entsättigten Bereich sowie unter Berücksichtigung des Kern- und Wicklungsaufbaus ist die Transduktordrossel ein sehr großer, im Sättigungsbereich ein sehr kleiner induktiver Widerstand, um so kleiner, je geringer die Reststeigung der Magnetisierungskennlinie ist.

Bei der Erklärung der Grundschaltung eines dreiphasigen Frequenzvervielfachers mit vormagnetisierten Transduk-

toren zeigt der Verfasser, daß sich aus dem Oberschwingungsspektrum der an den Transduktordrosseln abfallenden Spannung besonders die dritte Oberschwingung und ihre Vielfachen herausheben. Wenn man die drei Spannungen an den Sättigungsrosseln phasengerecht addiert, heben sich alle Oberschwingungsanteile heraus, deren Ordnung nicht ein ganzes Vielfaches der Phasenzahl ist. Die Addition der einzelnen Teilspannungen gelingt dadurch, daß jede Transduktordrossel mit einer zusätzlichen Lastwicklung versehen wird und alle drei Wicklungen in einer Reihenschaltung zusammengefaßt werden. Wegen der Gleichheit des Aufbaus der Vormagnetisierungs- und Lastwicklung ist von McMurray der Vorschlag gemacht worden, beide Stromkreise zusammenzufassen.

Nach der Darstellung dieses einfachen Frequenzverdreifachers wird eine erweiterte Anordnung beschrieben, bei der zwei Transduktor-Sternschaltungen parallel geschaltet und entgegengesetzt vormagnetisiert werden. Beide Frequenzverdreifacherschaltungen erfordern einen nicht unerheblichen Aufwand. Der Grenzstrom beim erweiterten Verdreifacher ist angenähert dreimal so groß wie der in der einfachen Schaltung. Wenn man berücksichtigt, daß die Anzahl der Oberschwingungen beim erweiterten Frequenzverdreifacher auf die Hälfte zurückgeht und eine wesentlich günstigere Strom-Spannungs-Kennlinie erzielt werden kann, so ergibt sich, daß diese Schaltung besser als der einfache Frequenzverdreifacher ist. Die Schaltungen können für die Speisung von magnetischen Verstärkern mit Erfolg verwendet werden.

Hlk

1) Nach Kranert, W.: AEG-Mitt. Bd. 49 (1959) S. 443-449; 14 B., 4 Qu.



# Berechnung elektrischer Ausgleichswellen bei Reihenschaltung der Ständerwicklungen

Von Florenz Ungruh, Bad Neustadt/Saale, und Josef Schneider, Mannheim\*) DK 621.313.333.1.062.2 : 621.34

Auf vielen Teilgebieten der Technik werden elektrische Wellen zur Erzielung des Gleichlaufs zwischen mehreren Maschinengruppen in immer stärkerem Maße angewendet. Für diesen Zweck haben sich verschiedene Schaltungen als geeignet erwiesen. Oft werden die Gleichlaufmaschinen dreiphasig parallel an das speisende Netz angeschlossen. In manchen Fällen ist es jedoch vorteilhafter, die Ständerwicklungen in Reihenschaltung an das Netz anzuschließen. Hierfür soll im folgenden ein Berechnungsverfahren angegeben werden<sup>1)</sup>.

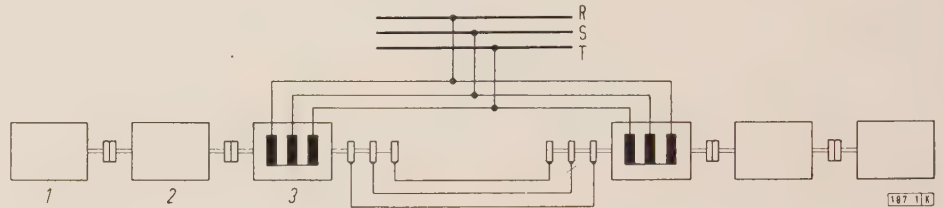
Für die oft verwendete Schaltung der elektrischen Welle mit parallelem Netzanschluß der Wellenmaschinen nach Bild 1 sind ausführliche Berechnungsunterlagen bekannt (z. B. [1]). Die Berechnung elektrischer Wellen in Reihenschaltung nach Bild 2 war bisher nur nach einem graphischen Verfahren möglich [2] und mit ziemlichem Aufwand verbunden. Das hier behandelte analytische Verfahren gestattet es, die Ortskurven des Stromes und die Drehmomentkennlinien in übersichtlicher Weise anzugeben. Hinweise auf die Bedeutung der Reihenschaltung für praktische Anwendungsfälle sind z. B. in [3] enthalten.

## Berechnung der Ströme

Die Untersuchung wird für eine elektrische Ausgleichswelle durchgeführt, die aus zwei gleichartig gebauten Schleifringläufermaschinen mit Drehstromwicklungen im Ständer und Läufer besteht und die entsprechend Bild 2

Bild 1. Prinzip der elektrischen Ausgleichswelle bei parallel zum Netz geschalteten Ständerwicklungen.

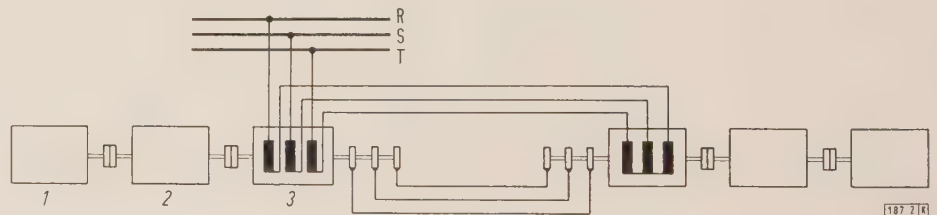
links Maschinengruppe I,  
rechts Maschinengruppe II.  
1 Antriebsmotor  
2 Belastungsmaschine  
3 Wellenmaschine



geschaltet sind. Da der Aufbau der Wicklungen und der Netzanschluß symmetrisch sind, genügt es, die elektrischen Vorgänge für einen Wicklungsstrang zu betrachten. Die elektrischen Größen in den anderen Strängen sind gleich groß bei einer zeitlichen Phasenverschiebung von  $120^\circ$  bzw.  $240^\circ$ . Bild 3 zeigt das Schaltbild in einphasiger Darstellung. Die Rechnung beschränkt sich auf die Grundwelle des Luftspalt-Drehfeldes und gilt unter Vernachlässigung der Eisensättigung und der Eisenverluste.

Bild 2. Prinzip der elektrischen Ausgleichswelle bei in Reihe zum Netz geschalteten Ständerwicklungen.

links Maschinengruppe I,  
rechts Maschinengruppe II.  
1 Antriebsmotor  
2 Belastungsmaschine  
3 Wellenmaschine



Mit Einführung eines Verbraucher-Zählpfeilsystems ergeben sich aus Bild 3 die Spannungsgleichungen:

im Ständerkreis

$$\mathfrak{I}_1 \cdot 2 \cdot (R_1 + j \omega L_1) + \mathfrak{I}_3 j \omega M (e^{+j \varphi_{II}} - e^{+j \varphi_I}) = U \quad (1)$$

und im Läuferkreis

$$\mathfrak{I}_1 j s \omega M (e^{-j \varphi_I} - e^{-j \varphi_{II}}) + \mathfrak{I}_3 \cdot 2 \cdot (R_3 + j s \omega L_3) = 0 \quad (2)$$

mit den Bezeichnungen

\*) Dr.-Ing. F. Ungruh ist Mitarbeiter im Elektromotorenwerk Bad Neustadt/Saale der Siemens-Schuckertwerke AG, Dipl.-Ing. J. Schneider ist Mitarbeiter der Brown, Boveri & Cie AG, Mannheim.

1) Die vorliegende Arbeit ist ein Teil einer Diplom-Arbeit, die am Institut für Elektrische Maschinen der TH Hannover auf Anregung von Prof. Dr.-Ing. H. Jordan entstand.

- $U$  Sternspannung des Netzes
- $\mathfrak{I}_1$  Ständerstrom
- $\mathfrak{I}_3$  Läuferstrom
- $R_1$  ohmscher Widerstand eines Wicklungsstranges im Ständer
- $R_3$  ohmscher Widerstand eines Wicklungsstranges im Läufer
- $L_1$  Induktivität eines Wicklungsstranges im Ständer
- $L_3$  Induktivität eines Wicklungsstranges im Läufer
- $M$  Gegeninduktivität zwischen Ständer- und Läuferwicklung
- $\omega$  Netzkreisfrequenz
- $s$  Schlupf
- $\varphi_I$  Verdrehungswinkel des Läufers I gegen die Bezugsachse
- $\varphi_{II}$  Verdrehungswinkel des Läufers II gegen die Bezugsachse

Die Winkel  $\varphi_I$  und  $\varphi_{II}$  sind in elektrischen Graden einzusetzen. Man erhält den elektrischen Verdrehungswinkel durch Multiplikation der mechanischen Verdrehung mit der Polpaarzahl  $p$ .

Aus Gl. (1) und (2) erhält man den Ständerstrom zu:

$$\mathfrak{I}_1 = \frac{(R_3 + j s \omega L_3) U}{2 (R_1 + j \omega L_1) (R_3 + j s \omega L_3) + s \omega^2 M^2 [1 - \cos(\varphi_I - \varphi_{II})]} \quad (3)$$

Zur Vereinfachung der Schreibweise werden die Abkürzungen eingeführt:

$$\frac{R_1}{\omega L_1} = \alpha; \quad \frac{R_3}{\omega L_3} = \beta; \quad 1 - \frac{M^2}{L_1 L_3} = \sigma; \quad \frac{j U}{2 \omega L_1} = I_m$$

und  $\varphi_I - \varphi_{II} = \varphi$ . Gl. (3) geht dann über in die Form:

$$\mathfrak{I}_1 = I_m \frac{2(\beta + j s)}{2(\alpha + j)(\beta + j s) + s(1 - \sigma)(1 - \cos \varphi)} \quad (3a)$$

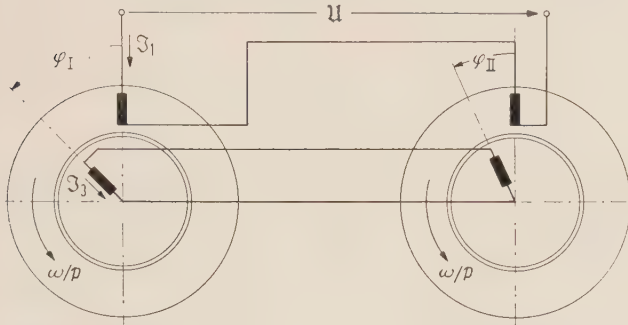
In ähnlicher Weise ergibt sich der Läuferstrom zu:

$$\mathfrak{I}_3 = I_m \frac{-j s \frac{M}{L_3} (e^{-j \varphi_I} - e^{-j \varphi_{II}})}{2(\alpha + j)(\beta + j s) + s(1 - \sigma)(1 - \cos \varphi)} \quad (4)$$



### Wellenkreis

Wie aus Gl. (3a) hervorgeht, ist der Ständerstrom außer von den Maschinenkonstanten  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\sigma$  und  $I_m$  abhängig von den beiden Veränderlichen  $s$  und  $\varphi$ . Die Arbeitsweise der elektrischen Welle ist im allgemeinen so, daß die Drehzahl



Wellenmaschine I

Wellenmaschine II

Bild 3. Prinzipschaltbild der elektrischen Ausgleichswelle bei Reihenschaltung in einphasiger Darstellung.

eine von außen — etwa durch die Antriebsmaschine — vorgegebene konstante Größe darstellt, während sich der Verdrehungswinkel  $\varphi$  zwischen den Läufern der beiden Wellenmaschinen je nach Belastung der Ausgleichswelle einstellt. Es ist daher  $\varphi$  als eigentliche Veränderliche und  $s$  als Parameter aufzufassen.

Die Ortskurve  $\mathfrak{I}_1 = f(\varphi)$  nach Gl. (3a) stellt einen Kreis dar, der durch den Koordinatenanfangspunkt geht. Man erkennt das sofort, wenn man in abgekürzter Weise schreibt:

$$\mathfrak{I}_1 = \frac{\mathfrak{A}}{\mathfrak{B} + f(\varphi)} \quad (5)$$

wobei  $\mathfrak{A}$  und  $\mathfrak{B}$  zwei von  $\varphi$  unabhängige Zeiger sind. Die Ortskurve des Nenners in Gl. (5) ist eine Gerade durch den Endpunkt des Zeigers  $\mathfrak{B}$  parallel zur reellen Achse (Bild 4 a). Die Inversion dieser Geraden ist ein Kreis

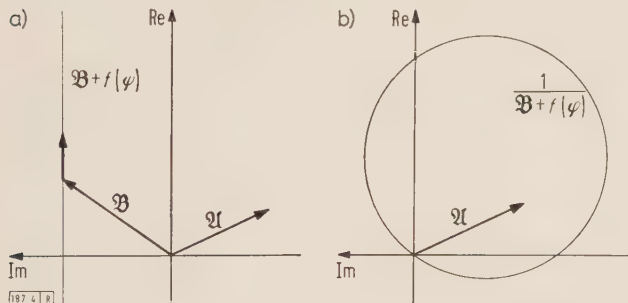


Bild 4. Ortskurven der Zeiger  $\mathfrak{A}$  und  $\mathfrak{B}$ .

a) Zeigersumme, b) Inversion einer Zeigersumme.

durch den Nullpunkt des Koordinatensystems (Bild 4 b), die Multiplikation dieses Kreises  $1/[\mathfrak{B} + f(\varphi)]$  mit dem Zeiger  $\mathfrak{A}$  bedeutet eine Drehstreckung des Kreises. Auch die Ortskurve  $\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{A} \cdot 1/[\mathfrak{B} + f(\varphi)]$  geht durch den Koordinatennullpunkt.

Darüber hinaus gibt es noch zwei weitere ausgezeichnete Punkte. Für  $\varphi = 0$ , also bei unbelasteter Ausgleichswelle, erhält man

$$\mathfrak{I}_1(\varphi_0) = \frac{I_m}{\alpha + j} \quad (6)$$

Das ist der Leerlaufstrom des als Wellenmaschine verwendeten Asynchronmotors. Für  $\varphi = 180^\circ$ , also bei Oppositionstellung des Läufers, ergibt sich:

$$\mathfrak{I}_1(\varphi_{180^\circ}) = I_m \frac{\beta + js}{(\alpha\beta - s\sigma) + j(\beta + s\alpha)} \quad (7)$$

Betrachtet man in Gl. (7) die Abhängigkeit von dem oben als Parameter gekennzeichneten Schlupf  $s$ , so stellt diese

Gleichung die Primärstromkurve — den Heylandkreis — des Asynchronmotors dar.

Die Ortskurven des Stromes der elektrischen Ausgleichswelle in Reihenschaltung sind also Kreise — im folgenden als „Wellenkreise“ bezeichnet —, die durch drei Punkte eindeutig festgelegt sind: Alle Wellenkreise gehen durch den Koordinatenschnittpunkt und durch den Leerlauf-Punkt  $P_0$  (Bild 5). Der dritte Punkt liegt auf einer Ortskurve, die durch den Heylandkreis des als Wellenmaschine arbeitenden Asynchronmotors gegeben ist. Seine Lage wird durch den Schlupf bestimmt, bei dem die elektrische Welle betrieben wird. In Bild 5 sind mehrere Wellenkreise dargestellt.

Die Kreismittelpunkte für alle Wellenkreise liegen auf der Mittelsenkrechten der Strecke  $OP_0$ , die den Zeiger des Leerlaufstromes darstellt (Mittelpunktgerade). Der zweite geometrische Ort für die Kreismittelpunkte ist die Mittelsenkrechte auf  $P_0P_s$ , wobei unter  $P_s$  der dem jeweiligen

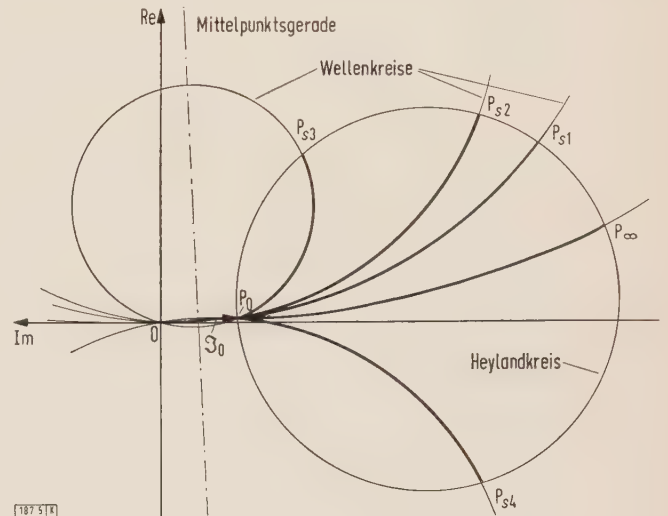


Bild 5. Ortskurven des Ständerstromes  $\mathfrak{I}_1$ . Erläuterungen im Text.

Schlupf  $s$  auf dem Heylandkreis zugeordnete Punkt zu verstehen ist. Die Koordinaten der Mittelpunkte für die Wellenkreise errechnet man zu:

$$x_m = \frac{I_m}{2} \cdot \frac{-\beta}{\beta + s\alpha} \quad (8)$$

$$y_m = \frac{I_m}{2} \cdot \frac{s}{\beta + s\alpha} \quad (9)$$

wobei sich die Koordinate  $x$  auf die Imaginärachse (positive Werte von  $x$  nach links) und  $y$  auf die Realachse bezieht.

Es ist nun noch die Bezifferung der Ortskurve des Stromes anzugeben, d.h. die Zuordnung des Verdrehungswinkels des Läufers  $\varphi$  zu dem zugehörigen Punkt des Wellenkreises. Setzt man zur Abkürzung

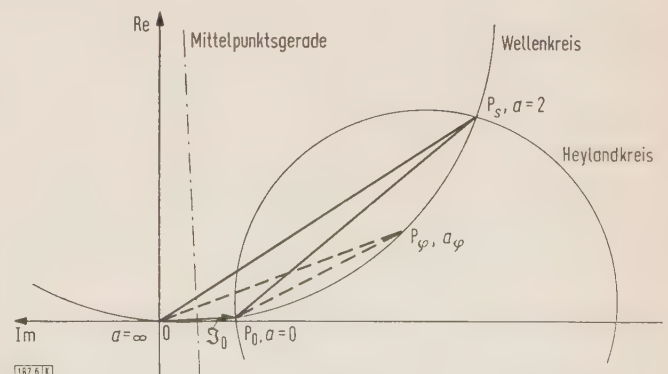


Bild 6. Diagramm zur Ermittlung des Verdrehungswinkels  $\varphi$ . Erläuterungen im Text.



$$1 - \cos \varphi = a_\varphi, \quad (10)$$

dann kann man für drei Punkte des Wellenkreises die Bezifferung angeben, und zwar ist für den Koordinatenmittelpunkt  $a = \infty$  [vergleiche Gl. (3a)], für den Leerlaufpunkt  $P_0$  ist  $a = 0$  [vergleiche Gl. (6)], und für den Punkt  $P_s$  ist  $a = 2$

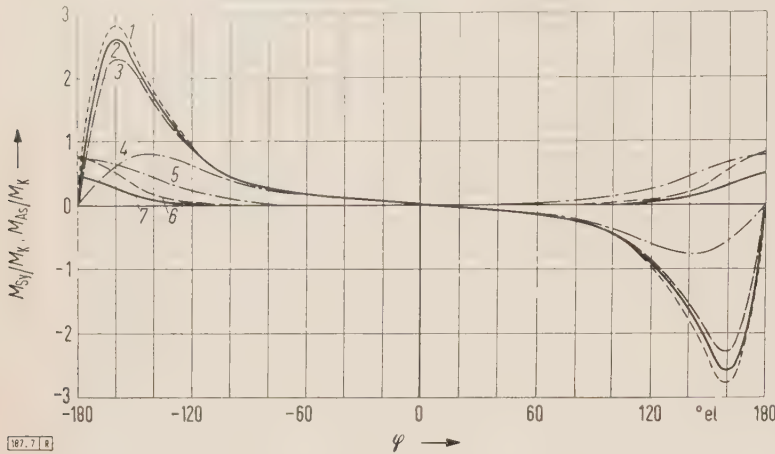


Bild 7. Abhängigkeit der auf das Kippmoment  $M_K$  bezogenen synchronisierenden und asynchronen Momente  $M_{Sy}$  und  $M_{As}$  vom Verdrehungswinkel  $\varphi$  des Läufers und vom Schlupf  $s$ .

$M_{Sy}/M_K = f(s; \varphi)$				$M_{As}/M_K = f(s; \varphi)$			
$s$	$\infty$	1	0,5	0,1	0,1	0,5	1
Kurve	1	2	3	4	5	6	7

[vergleiche Gl. (7)]. Für jeden beliebigen Punkt des Wellenkreises kann man nun die Größe  $a_\varphi$  und damit den Winkel  $\varphi$  herleiten aus dem Verhältnis der Strecken zueinander. Für die vier Punkte in Bild 6 ergibt sich z.B.: für  $a_\varphi$  das Verhältnis  $\overline{P_\varphi P_0} : \overline{P_\varphi 0}$  wie  $\overline{P_s P_0} : \overline{P_s 0}$ . Mithin erhält man  $a_\varphi$  aus der Beziehung:

$$a_\varphi = \text{const } \overline{P_\varphi P_0} / \overline{P_\varphi 0} \quad (11)$$

$$\text{mit const} = \overline{P_s 0} / \overline{P_s P_0}. \quad (12)$$

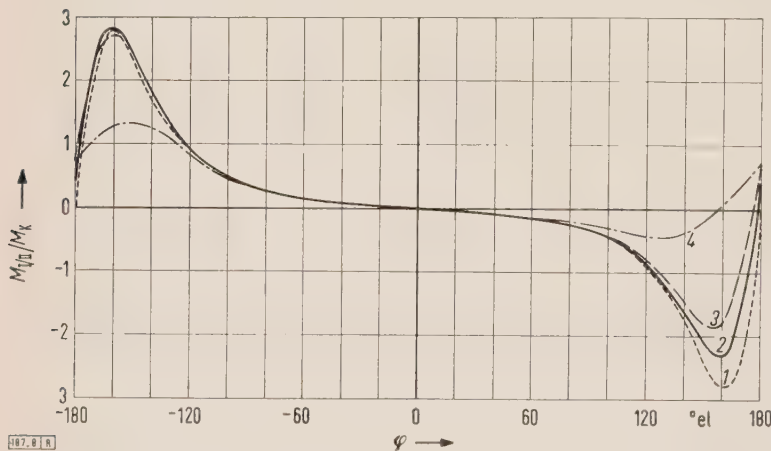


Bild 8. Abhängigkeit der auf das Kippmoment  $M_K$  bezogenen Gesamtdrehmomente der elektrischen Ausgleichswelle  $M_{I/II}$  vom Verdrehungswinkel  $\varphi$  des Läufers und vom Schlupf  $s$ .

1 $s = \infty$	3 $s = 0,5$
2 $s = 1$	4 $s = 0,1$

Das Verhältnis der Strecken zueinander ist stets reell und liefert die Größe  $a_\varphi$ . Hieraus erhält man den entsprechenden Verdrehungswinkel  $\varphi$  zu:

$$\varphi = \arccos(1 - a_\varphi). \quad (13)$$

Für reelle Werte von  $\varphi$  ist stets  $0 \leq a \leq 2$ , praktische Bedeutung hat also nur der Abschnitt des Wellenkreises, der innerhalb des Heylandkreises der Wellenmaschinen liegt (Bild 7).

## Berechnung der Drehmomente

Zur Bestimmung der Drehmomente wird eine Leistungsbilanz aufgestellt. Die vom Ständer der Maschine I aufgenommene Leistung  $P_I$  erhält man aus dem skalaren Produkt aus Spannung und Strom zu:

$$|P_I| = P_I = 3 \cdot U_I \cdot I_1 \cdot \cos(\angle U_I I_1), \quad (14)$$

und da

$$U_I = (R_1 + j \omega L_1) I_1 + j \omega M I_3 e^{+j \varphi_I} \quad (15)$$

ist, ergibt sich:

$$P_I = 3 I_1^2 R_1 + 3 \omega M \cdot e^{+j \varphi_I} j I_3 \cdot I_1. \quad (16)$$

Der erste Summand in Gl. (16) stellt die Kupferverluste im Ständer  $V_{CuI}$  dar. Bei Vernachlässigung der Eisenverluste ist der zweite Summand die über den Luftspalt der Maschine I übertragene Leistung:

$$P_{LuI} = 3 \omega M \cdot e^{+j \varphi_I} j I_3 \cdot I_1. \quad (17)$$

Setzt man in Gl. (17) die Gl. (3a) und (4) ein und wertet das skalare Produkt aus, so ergibt sich die Luftspaltleistung zu:

$$P_{LuI} = \frac{3}{2} \omega (1 - \sigma) L_1 I_m^2 s \cdot$$

$$\frac{\beta (1 - \cos \varphi) - s \sin \varphi}{(s \alpha + \beta)^2 + \left[ \alpha \beta - s + \frac{s}{2} (1 - \sigma) (1 - \cos \varphi) \right]^2}. \quad (18)$$

In ähnlicher Weise errechnet man die Luftspaltleistung der Maschine II zu

$$P_{LuII} = \frac{3}{2} \omega (1 - \sigma) L_1 I_m^2 s \cdot$$

$$\frac{\beta (1 - \cos \varphi) + s \sin \varphi}{(s \alpha + \beta)^2 + \left[ \alpha \beta - s + \frac{s}{2} (1 - \sigma) (1 - \cos \varphi) \right]^2}. \quad (19)$$

Aus der Luftspaltleistung ergibt sich das Drehmoment nach der Beziehung

$$M = 0,102 \frac{\text{kpm}}{\text{Ws}} \cdot \frac{p}{\omega} \cdot P_{Lu}, \quad (20)$$

wobei  $p$  die Polpaarzahl der Maschine bedeutet. Unter Berücksichtigung der Gl. (18) und (19) ist dann

$$M_{I/II} = 0,153 \frac{\text{kpm}}{\text{Ws}} p (1 - \sigma) L_1 I_m^2 \cdot$$

$$\frac{\beta (1 - \cos \varphi) \mp s \sin \varphi}{(s \alpha + \beta)^2 + \left[ \alpha \beta - s + \frac{s}{2} (1 - \sigma) (1 - \cos \varphi) \right]^2}. \quad (21)$$

$M_I$  mit negativem Vorzeichen im Zähler der Gl. (21) bedeutet das Drehmoment an der Wellenmaschine I,  $M_{II}$  mit positivem Vorzeichen im Zähler das Drehmoment an der Wellenmaschine II. Der Verdrehungswinkel  $\varphi$  ist positiv, wenn die willkürlich mit I bezeichnete Maschine im Sinne des Drehfeldes gegenüber der Maschine II voreilt.

Aus dem Aufbau des Zählers in Gl. (21) geht hervor, daß ähnlich wie bei der elektrischen Welle mit parallel zum Netz geschalteten Ständerwicklungen der Wellenmaschinen [1] auch bei der hier betrachteten Reihenschaltung die Drehmomente der beiden Maschinen aus zwei Komponenten zusammengesetzt sind, einem synchronisierenden und einem asynchronen Momentanteil. Das synchronisierende Moment

$$M_{Sy I/II} = \mp 0,153 \frac{\text{kpm}}{\text{Ws}} p (1 - \sigma) L_1 I_m^2 \cdot$$

$$\frac{s \cdot \sin \varphi}{(s \alpha + \beta)^2 + \left[ \alpha \beta - s + \frac{s}{2} (1 - \sigma) (1 - \cos \varphi) \right]^2} \quad (22)$$



ist an beiden Maschinen im Betrag gleich groß, jedoch von entgegengesetzter Richtung. Es ist die Komponente, welche die Aufrechterhaltung des Synchronismus bei Lastdifferenz zwischen den Wellenmaschinen bewirkt. Daneben ist gleichzeitig das asynchrone Moment

$$M_{AsI/II} = \mp 0,153 \frac{\text{kp m}}{\text{Ws}} p (1 - \sigma) L_1 I_m^2 \cdot \frac{\beta (1 - \cos \varphi)}{(s \alpha + \beta)^2 + \left[ \alpha \beta - s + \frac{s}{2} (1 - \sigma) (1 - \cos \varphi) \right]^2} \quad (23)$$

wirksam, das beide Maschinen in Richtung des Drehfeldes antreibt. Das asynchrone Moment ist stark abhängig von den ohmschen Widerständen im Läuferkreis und verschwindet für  $\beta = 0$  bzw.  $s = \infty$ .

Zur Veranschaulichung des Momentenverlaufs sind in Bild 7 für einige Werte des Schlupfes  $s$  die synchronisierenden und die asynchronen Momente als Funktion des Läuferverdrehungswinkels  $\varphi$  aufgetragen und in Bild 8 die insgesamt wirksamen Drehmomente. Als Beispiel wurden dabei 4-polige Schleifringläufermotoren mit einer Nennleistung von 5,5 kW gewählt. Die Maschinen sind für eine Spannung von 380 V in Sternschaltung gebaut und werden in der Schaltung nach Bild 2 an ein Drehstromnetz mit der Dreiecksspannung 380 V angeschlossen. Für die betrachteten Motoren ergeben sich dann die Maschinengrößen zu  $\alpha = 0,0162$ ;  $\beta = 0,0191$ ;  $\sigma = 0,082$ ;  $I_m = 2,43 \text{ A}$ ;  $L_1 = 0,144 \text{ H}$ .

Um eine dimensionslose Darstellung zu ermöglichen, wurden alle Drehmomente auf das motorische Kippmoment der Asynchronmaschinen  $M_K$  bezogen. Dies hat die Größe:

$$M_K = 0,153 \frac{\text{kp m}}{\text{Ws}} p L_1 I_m^2 \frac{(1 - \sigma)}{\sqrt{(1 + \alpha)^2 (\sigma^2 + \alpha^2) + \alpha(1 - \sigma)}} \quad (24)$$

Wie aus Bild 7 hervorgeht, ist das synchronisierende Moment am stärksten beim Schlupf  $s = \infty$ . Mit kleiner werdendem Schlupf sinkt das Kippmoment der elektrischen Welle zunächst verhältnismäßig wenig. Bei Schlupfwerten in der Größenordnung des Kippschlupfes nimmt es dagegen stärker ab und verschwindet für  $s = 0$ . Das asynchrone Moment hat sein Maximum beim Kippschlupf. Dieser Momentanteil der elektrischen Welle wird also kleiner bei Schlupfwerten  $s \geq s_K$ ; er verschwindet bei  $s = \infty$  und  $s = 0$ .

Das Gesamtdrehmoment (Bild 8) wird für genügend großen Schlupf im wesentlichen durch das synchronisierende Moment bedingt. Seine höchsten Werte betragen etwa das dreifache Kippmoment der Asynchronmotoren. Die ungleiche Größe der Momente an Geber und Empfänger tritt erst bei kleinerem Schlupf merklich in Erscheinung.

Die Abhängigkeit der Drehmomente vom Verdrehungswinkel zwischen den beiden Wellenmaschinen ist eine andere als bei Parallelschaltung der Wellenmaschinen. Bei der Reihenschaltung sind die Momentenlinien für Winkel bis etwa  $100^\circ$  fast unabhängig vom Schlupf  $s$  und verlaufen mit sehr schwacher Steigung. Erst bei größeren

Winkeln vollzieht sich ein steiler Anstieg bis zum Kippmoment, das bei rd.  $160^\circ$  erreicht wird.

### Meßergebnisse

Zur Überprüfung der Rechenergebnisse wurden an den erwähnten Maschinen Messungen durchgeführt. Der Versuchsaufbau ist für Messungen im Stillstand besonders einfach. Eine der beiden Wellenmaschinen wird festgebremst,

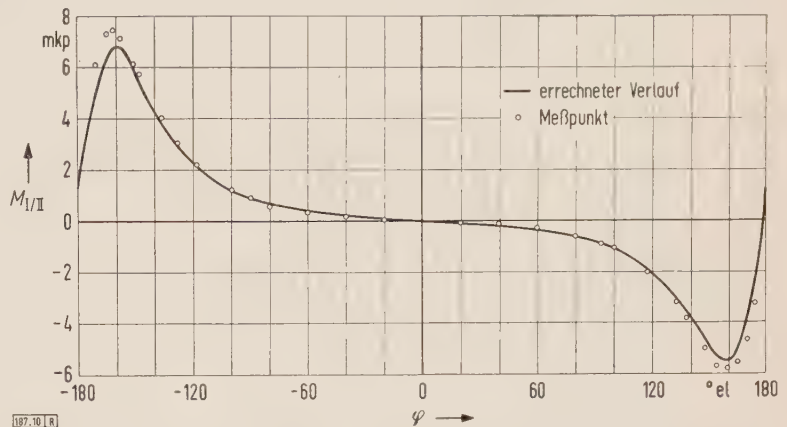


Bild 10. Errechneter Verlauf der Drehmomentenkurve der elektrischen Ausgleichswelle bei  $s = 1$  mit Angabe der gemessenen Werte in vergleichender Gegenüberstellung.

während am Läufer der anderen Wellenmaschine ein Hebelarm angebracht ist, so daß er in beiden Drehrichtungen verdreht und gleichzeitig — etwa mit einer Federwaage — das Drehmoment gemessen werden kann. Die Wicklungen waren wie in Bild 2 geschaltet.

In Bild 9 ist die für  $s = 1$  mit den erwähnten Kenngrößen der Maschinen errechnete Ortskurve des Stromes dargestellt. Außerdem sind die gemessenen Ströme bei Verdrehung des Läufers mit dem Drehfeld ( $\varphi$  positiv) und gegen das Drehfeld ( $\varphi$  negativ) im gleichen Diagramm eingetragen. Es ergibt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung. Die Abweichungen im Realteil der Ströme müssen als Folge der Vernachlässigung der Eisenverluste angesehen werden. Dieser Einfluß verstärkt sich noch bei größeren Verdrehungswinkeln, da hier die Teilspannungen an den Wicklungssträngen des Ständers der beiden Wellenmaschinen stark ansteigen.

Ein Vergleich der errechneten Drehmomentkurve mit den Meßwerten ist in Bild 10 dargestellt. Auch hier ist eine gute Übereinstimmung festzustellen. Selbst im Bereich des Kippmomentes beträgt die Abweichung zwischen Rechnung und Messung nur einige Prozent.

### Zusammenfassung

Zur Vorausberechnung der Ortskurven des Stromes und der Drehmomentkennlinien elektrischer Ausgleichswellen bei Reihenschaltung der Ständerwicklungen wird ein Verfahren angegeben. Die Ortskurven des Primärstromes sind eine Schar von Kreisen mit dem Schlupf als Parameter, die durch den Koordinatenursprung und zwei Punkte des Heyland-Diagrammes der Wellenmaschinen bestimmt sind. Nach Angabe der Bezifferung für die Wellenkreise kann jedem Betriebszustand der elektrischen Welle ein Punkt im Stromdiagramm zugeordnet werden.

Für die Drehmomente der Wellenmaschinen werden Formeln abgeleitet, mit deren Hilfe die Momentenlinien in geschlossener Form berechnet werden können. Das Gesamtmoment setzt sich zusammen aus einem synchronisierenden und einem asynchronen Momentanteil, die getrennt untersucht werden. Ein Vergleich der Rechenergebnisse mit Messungen ergab eine gute Übereinstimmung.

### Schrifttum

- [1] Jordan, H.: Über den stationären Betrieb und die Auslegung von elektrischen Ausgleichswellen. ETZ-A Bd. 73 (1952) S. 38-41.
- [2] Kovacs, K. P.: Elektrische Welle in Reihenschaltung. Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 33 (1942) S. 443-450.
- [3] Jordan, H., u. Freise, W.: Drillschwingungen von Elektroantrieben und ihre Bekämpfung. Glückauf Bd. 95 (1959) S. 519-525.

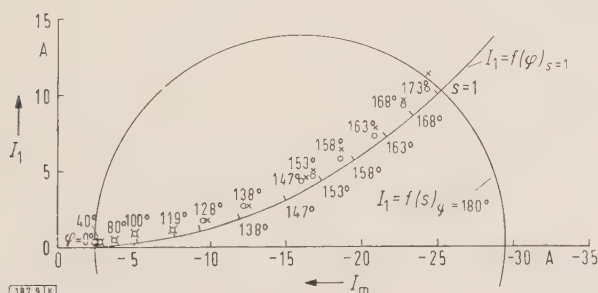


Bild 9. Errechneter Verlauf des Ständerstromes  $I_1 = f(\varphi)$  bei einem Schlupf  $s = 1$  und  $I_1 = f(s)$  bei einem Verdrehungswinkel des Läufers  $\varphi = 180^\circ$  mit Angabe der Meßpunkte bei einem Verdrehungswinkel  $\varphi$  des Läufers mit dem und gegen das Drehfeld.

Die Winkel sind in  $^\circ$  angegeben.

× Meßpunkte für positive Winkel  $\varphi$   
○ Meßpunkte für negative Winkel  $\varphi$



# Schweißneigung ruhender Starkstromkontakte aus Verbundstoffen

Von Anton Wollenek, Ludviga/Schweden\*)

DK 621.3.066.6

Bei ruhender Belastung ist die Schweißneigung neben dem Kontaktwiderstand und der Festigkeit gegen Abbrand eine wichtige vom Kontaktmetall abhängige Eigenschaft der Starkstromkontakte. Kontakte aus Verbundstoffen (Sinterlegierungen) haben eine viel größere Schweißneigung als Kupferkontakte, ein Zerfall des Gefüges der Verbundstoffe tritt bei Einwirkung sehr hoher Ströme auf. Über die praktische Anwendung von Sinterlegierungen für Starkstromkontakte soll nachstehend berichtet werden.

## Allgemeines

Die gute elektrische und thermische Leitfähigkeit von Silber und Kupfer ist für die Gewährleistung einer hohen Lebensdauer von Starkstromkontakten nicht ausreichend. Bei ruhenden Kontakten geschieht der Stromübergang nicht über die ganze Berührungsfläche, sondern über eine große Anzahl sehr kleiner Flächen, wobei die Stromdichte infolge der Verengung der infinitesimalen Strombahnen auch bei kalten Kontakten sehr hoch ist [1]. Verringert man den Kontaktdruck, so erhöht sich der Kontaktwiderstand [2 bis 6], und es verringert sich im allgemeinen auch die Anzahl und die Größe der kleinen leitenden Flächen, was eine weitere Erhöhung der Stromdichte und damit der Erwärmung in diesen kleinen Flächen zur Folge hat. Bei thermischer Überlastung wird eine lichtbogenfreie Verdampfung in der Kontaktberührungszone auftreten [7], die eine starke Erosion an der Kontaktoberfläche zur Folge haben kann. Wenn

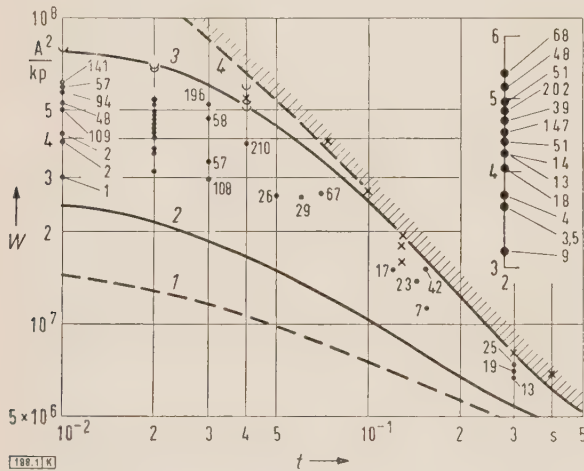


Bild 1. Grenzstromkurven der Schweißneigung für den Werkstoff Kupfer bei einem Kontaktdruck  $F = 217 \text{ kp}$ .

- 1 beginnende Erosion des Kontaktwerkstoffes ( $F > 1 \text{ kp}$ )
- 2 beginnendes Verschweißen des Kontaktwerkstoffes
- 3 beginnendes Verdampfen des Kontaktwerkstoffes
- 4 spontanes Verschmoren des Kontaktwerkstoffes

Die Zahlen neben den Meßpunkten geben die Zugkraft der Schweißung in Kilopond an. Die Meßwerte für  $t = 2 \cdot 10^{-1} \text{ s}$  wurden nochmals rechts oben vergrößert gezeichnet.

außerdem noch die Spannung zwischen den Kontaktgliedern die Bogengrenzspannung überschreitet, kann bei Starkstromkontakten ein energiereicher Lichtbogen und ein dadurch verursachter starker Abbrand auftreten.

Die Temperaturerhöhung der Berührungszone hängt ab von der Schmelztemperatur, Schmelzwärme, Siedetemperatur, Verdampfungswärme, thermischer und elektrischer Leitfähigkeit des Kontaktwerkstoffes sowie der Masse des Kontaktes. Die Verdampfung des Kontaktwerkstoffes wird durch den Dampfdruck, abhängig von der Temperatur, bestimmt. Bei Starkstromkontakten wird eine weit höhere elektrische und thermische Abbrandfestigkeit verlangt, als sie von Silber und Kupfer erreicht werden kann. Aus diesem Grunde kommen in erster Linie Wolfram und Molybdän als Kontaktwerkstoff in Frage. Diese Metalle, deren Schmelzpunkte bei hohen Temperaturen liegt, haben aber eine wesentlich geringere elektrische Leitfähigkeit als

Werkstoffe mit niedrigerer Schmelztemperatur. Ferner sind sie schwer bearbeitbar und in flüssigem und festem Zustand im allgemeinen nicht löslich, d. h. sie lassen sich nur schwer mit anderen Komponenten legieren. In Pulverform können sie mit anderen Stoffen gemischt werden [8]. Bei diesen Verbundstoffen (Sinterlegierungen) lassen sich Eigenschaftskombinationen erreichen, die einerseits hohe Abbrandfestigkeit und andererseits einen genügend geringen Kontaktwiderstand haben, so daß ihre Verwendung als ruhende stromleitende Kontakte in Betracht gezogen werden kann. Da solchen Kontakten allgemein die Aufgabe zufällt, Stromkreise zu öffnen und zu schließen, sowie vorübergehend oder für längere Zeit die Stromleitung zu übernehmen, ist neben der elektrischen und thermischen Leitfähigkeit auch die Frage der Schweißneigung von Bedeutung.

Eine Verschweißung von Kontakten ist für das Arbeiten eines Schalters, z. B. eines Leistungsschalters, und damit für die Sicherheit des Betriebes gefährlich. Abgebrannte Kontakte können verhältnismäßig einfach ausgebaut werden. Unter allen Umständen entsteht beim Abbrand eine offene Schaltstrecke, durch welche die Sicherheit der Anlage unter normalen Verhältnissen gewährleistet ist. Verschweißte Kontakte bedeuten, daß der Schalter durch eine durchgehende Leitung ersetzt wird und daher funktionstechnisch gänzlich wegfällt. Verschweißung wird allgemein erwartet, wenn die Berührungsflächen zweier Kontakte unter Stromlast voneinander abgehoben werden, wie dieses bei prellenden Kontakten vorkommt. Eine Verschweißung kann aber auch bei ruhenden Kontakten vorkommen, wenn die Stromdichte in der Berührungsfläche stark ansteigt, z. B. durch einen außerhalb des Schalters eintretenden Kurzschluß.

Die in der Starkstromtechnik verwendeten Verbundstoffe sind Mischkörper. Das Mischverhältnis bestimmt die Struktur und damit auch weitgehend die Wirkungsweise des Kontaktes. Man unterscheidet Einlagerungs- und Durchdringungsmischkörper. Bei den Einlagerungsmischkörpern überwiegt eine Komponente im Metallgefüge, wobei jede Komponente eine besondere Funktion übernehmen kann.

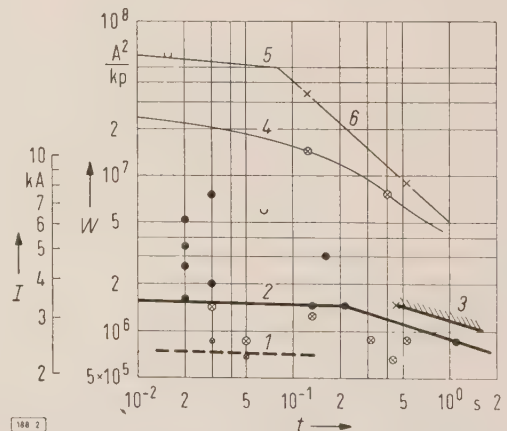


Bild 2. Grenzstromkurven der Schweißneigung für Legierung 3 Wolfram-Kupfer-Legierung W/Cu 60/40 und Kupferkontakte bei einem Kontaktdruck  $F = 56 \text{ kp}$ .

- 1 beginnende Erosion der Legierung 3
- 2 beginnendes Verschweißen der Legierung 3
- 3 beginnendes Verdampfen der Legierung 3
- 4 beginnendes Verschweißen von Kupferkontakten
- 5 beginnendes Verdampfen von Kupferkontakten
- 6 beginnendes Verschmoren von Kupferkontakten

\*) Dr. techn. A. Wollenek ist Mitarbeiter der Allmänna Svenska Elektriska Aktieföretaget, Ludvika.



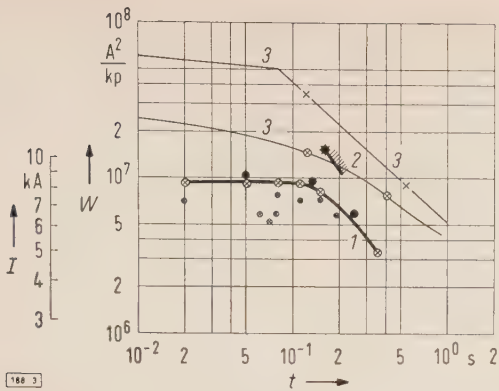


Bild 3. Grenzstromkurven der Schweißneigung für vakuumgesinterte Wolfram-Kupfer-Legierung W/Cu 70/30 (Legierung 10 a) bei einem Kontaktdruck  $F = 56$  kp.  
1 beginnendes Verschweißen  
2 spontanes Verschmoren  
3 zum Vergleich Grenzstromkurve für Kupfer

Dieses ist bei einer Zwei-Komponenten-Sinterlegierung der Fall, wenn z. B. Wolfram bei einer Wolfram-Kupfer-Legierung im Verhältnis (der Gewichtsprozente)  $W/Cu = 82/18$  als Grundmetall in Form eines zusammenhängenden Skelettes den Kontaktkörper mechanisch und gegen Abbrand schützt, während das in den Zwischenräumen liegende Kupfer (oder Silber bei anderen Legierungen) den Hauptteil der Stromleitung übernimmt. Als Durchdringungsmischkörper kann eine Legierung mit dem Mischungsverhältnis  $W/Cu$  50/50 aufgefaßt werden. Hier ist Kupfer und Wolfram in feiner und gleichmäßiger Verteilung vorhanden, ohne daß sich die einzelnen Teile desselben Metalles netzartig berühren. Solche Verbundstoffe haben pseudo-eutektisches Gefüge, die denen echter Legierungen auch in den Eigenschaften nahekommen. Allerdings ist der Einfluß der Korngrößen, Spurenbeimengungen, Reinheit der Verbundmetalle und das pulvermetallurgische Herstellungsverfahren von so großer Bedeutung, daß eine Angabe des Anteils der hauptsächlichen Komponenten zur eindeutigen Bezeichnung eines vorliegenden Verbundwerkstoffes nicht genügt; deshalb muß die Herstellerfirma zur genaueren Kennzeichnung noch angegeben werden.

Die Schweißneigung wurde mit Wechselstrom, dessen höchster Effektivwert 250 kA beträgt, bei symmetrischer Einschaltung in einer solchen Anordnung untersucht, welche das stufenweise Einstellen verschiedener Kontaktdrücke von 7 bis rd. 220 kp erlaubte. Die hohe Stromreserve konnte jedoch nicht ausgenutzt werden, weil die Kontakte meist bereits bei einem Strom  $I = 20$  kA zerstört wurden. Als Kontakte wurden zylindrische Stäbe — Durchmesser  $d = 5$  mm und Länge  $l = 15$  mm — verwendet, die auf Kupferträgern befestigt und rechtwinklig gegeneinander ge-

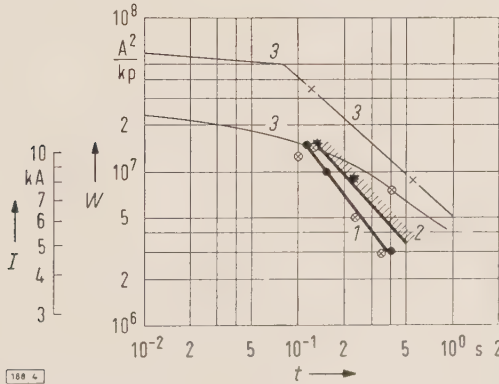


Bild 4. Grenzstromkurve der Schweißneigung für pulvergesinterte Wolfram-Kupfer-Legierung W/Cu 70/30 (Legierung 10 b) bei einer Schmelzzeit  $0,1 s < t < 0,5 s$  und einem Kontaktdruck  $F = 56$  kp.  
1 beginnendes Verschweißen  
2 spontanes Verschmoren  
3 zum Vergleich Grenzstromkurve für Kupfer

drückt wurden, um so den Kontakttyp „Punktkontakt“ zu erhalten [4, 6]. Die Versuchskontakte, für die verschiedene Verbundwerkstoffe einiger Herstellerfirmen (A bis D) verwendet wurden, sind mit „Legierung 1 bis 13“ bezeichnet und in Tafel 1 zusammengestellt. Von jeder Legierung wurde eine Stückzahl von 200 Kontaktpaaren untersucht.

Grenzstromkurven

Die Schweißneigung ruhender Kontakte läßt sich entsprechend [9] in Abhängigkeit von der Zeit  $t$  und einer der Übertemperatur  $\vartheta$  entsprechenden Größe

$$W = \frac{I^2 H}{F^{\alpha}} \cdot \frac{\rho}{\lambda} \cdot t(\vartheta, t)$$
 (1)

darstellen. In Gl. (1) bedeutet  $I$  den Effektivwert des Stromes,  $F$  den Kontaktdruck,  $H$  die Härte an der Kontaktberührungsstelle bei entsprechender Erwärmung,  $\rho$  den spezifischen elektrischen Widerstand und  $\lambda$  die Wärmeleitfähigkeit des Kontaktwerkstoffes. Bei hohen Temperaturen ist bei plastischer Verformung die Härte unabhängig vom Kontaktdruck und auch ziemlich unabhängig von einer weiteren Temperaturerhöhung [10]. Der Exponent  $\alpha$  ist im all-

Tafel 1. Kennzeichnung der Legierungen.

Zusammensetzung der Legierung in Gewichtsprozenten	Hersteller der Sinterlegierung			
	A	B	C	D
W/Cu 50/50	—	2	5	9
W/Cu 60/40	1	3	6	—
W/Cu 70/30	—	—	7	10a, 10b
W/Cu 80/20	—	4	8	—
W/Ag 60/40	—	11	—	—
W/Ag 80/20	—	—	—	13
Ag/Ni 80/20	—	12	—	—

gemeinen von der Temperatur und dem Druck abhängig und verschieden, je nachdem man sich bei der Untersuchung der Schweißneigung auf beginnende oder feste Verschweißung oder Verdampfung bezieht. Damit man zu technisch verwendbaren Vergleichswerten kommt, bezieht man alle Legierungen auf Kupfer bei beginnender Verschweißung. Dafür vereinfacht sich Gl. (1) zu

$$W = \frac{I^2}{F^{0,5}}$$
 (2)

$W$  ergibt sich in  $A^2/kp$ , wenn  $I$  in A und  $F$  in kp eingesetzt wird. Es gibt bei Kupfer — ähnlich auch bei Silber — verschiedene Arten beginnender Erosion, deren Auftreten hauptsächlich davon abhängig ist, ob ein hoher Strom kurzzeitig oder ein kleiner Strom längere Zeit einen Kontakt thermisch überlastet. Das Auftreten verschiedener Erosionsformen wird durch Grenzkurven gekennzeichnet.

Da den für Kupfer gültigen Grenzstromkurven eine grundlegende Bedeutung zukommt, werden in Bild 1 die typischen Grenzstromkurven bei einem Kontaktdruck  $F = 217$  kp graphisch dargestellt, im übrigen wird aber auf [9] hingewiesen. Der Kontaktdruck wurde hier deshalb so hoch gewählt, weil damit einerseits durch einen möglichst großen Quetscheffekt der Einfluß von Fremdschichten herabgesetzt und andererseits der Einfluß des Kontaktdruckes, der ja eine wesentliche Voraussetzung der Verschweißung ist, entsprechend zur Geltung gebracht werden kann. Die typischen Grenzstromkurven der verschiedenen Erosionsformen treten dadurch deutlich hervor.

Für den den Grenzstromkurven zugrunde gelegten Erosionszustand wurden in den Bildern die Zeichen entsprechend Tafel 2 verwendet.



Vergleicht man mit den Grenzstromkurven für Kupfer z.B. die Grenzstromkurven für die Wolfram-Kupfer-Legierung W/Cu 60/40 (Legierung 3) bei einem Kontaktdruck  $F = 56 \text{ kp}$  (Bild 2), so sieht man, daß die Form der Kennlinien einander gleichen, daß aber die vorliegende Sinterlegierung eine viel größere Schweißneigung als gewöhnliches Kupfer hat. Bei anderen Legierungen, z. B. bei vakuumgesinteter Wolfram-Kupfer-Legierung W/Cu 70/30 (Legierung 10 a), bei der pulvergesinterten Legierung W/Cu 70/30 (Legierung 10 b) findet bei einem Kontaktdruck  $F = 56 \text{ kp}$  und bei der pulvergesinterten Legierung W/Cu 50/50 (Legierung 5) bei hohen Belastungen eine Zerstörung des Kontaktgefüges statt, und die Kontakte können zerspringen. Die Untersuchungsergebnisse sind in Bild 3 bis 5 graphisch dargestellt. Auch wenn die Zerstörung nicht so weit vorgeschritten ist, kann besonders bei den Einlagerungsmischkörpern ein Ausschwitzen der strom- und wärmeleitenden Komponente eintreten, mit z.B. für Leistungsschalter gefährlichen Folgen. Aus der Kontaktberührungsstelle ist dann das Kupfer ganz verschwunden, und das Wolframskelett bildet eine Kontaktberührungszone mit hohem Widerstand. Bleibt der Schalter eingeschaltet, so können durch lokale höhere Übertemperaturen diese

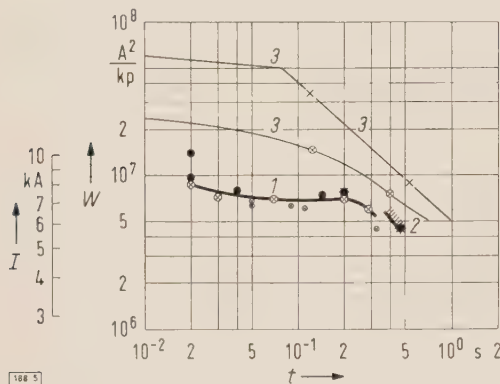


Bild 5. Grenzstromkurven der Schweißneigung für eine Wolfram-Kupfer-Legierung W/Cu 50/50 (Legierung 5) bei einem Kontaktdruck  $F = 56 \text{ kp}$ .

- 1 beginnendes Verschweißen
- 2 spontanes Verschmoren
- 3 zum Vergleich Grenzstromkurve für Kupfer

Wolframskelett-Kontaktstellen gänzlich verschmoren. Wird durch Ausschalten die Verschweißung aufgerissen, so geben solche fehlerhaften Kontakte, wenn sie nicht rechtzeitig erkannt werden, wegen des großen Reibungskoeffizienten der Oberfläche Anlaß zu einer schwerwiegenden Behinderung der beweglichen Kontakte. Damit man diesen Gefahren entgeht, ist die Schweißneigung der wichtigsten, derzeit in Frage kommenden Sinterlegierungen des Wolfram unter-

Tafel 2. Erosionszustand und zugeordnetes Zeichen.

Zeichen	Erosionszustand
⊗	Erosionsspur
⊗	starke Erosion ohne Verschweißung
●	Schweißung (das kleinere Zeichen wird in Bild 1 verwendet, um noch genügend Platz für die Eintragung der Zugfestigkeit der Schweißstelle zu haben)
∪	Verdampfen ohne Verschweißung
×	die Kontakte verschmoren ineinander, eine Trennung ist nicht möglich
*	der Kontakt zerspringt, das Gefüge der Legierung wird entmischt

sucht worden. Der Kontakttyp „Punktkontakt“ wurde gewählt, weil 1. es sich hier um die am häufigsten untersuchte Kontaktform handelt, die auch sehr gut definiert ist, und 2. der Punktkontakt wegen des hohen spezifischen Kontaktdruckes und der hohen spezifischen Stromdichte an der Berührungsfläche den am höchsten beanspruchten Kontakttyp darstellt. Dieser kommt praktisch dann vor, wenn z. B. die Kontaktoberfläche durch Abbrand verursachte Erosions-

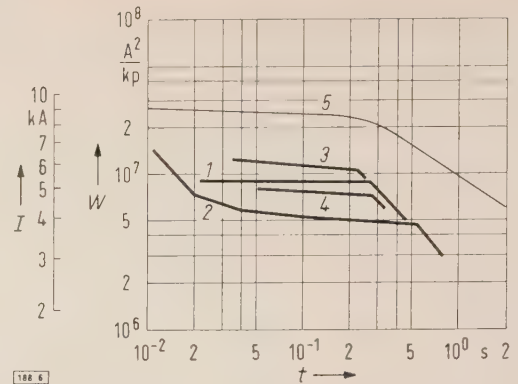


Bild 6. Grenzstromkurven verschiedener Kontaktwerkstoffe für beginnende Verschweißung bei einem Kontaktdruck  $F = 9,5 \text{ kp}$ .

- 1 Kontaktwerkstoff W/Cu 50/50, Legierung 2
- 2 Kontaktwerkstoff W/Cu 60/40, Legierung 3
- 3 Kontaktwerkstoff W/Ag 60/40, Legierung 11
- 4 Kontaktwerkstoff W/Ag 80/20, Legierung 13
- 5 zum Vergleich Grenzstromkurve für Kupfer

narben aufweist oder wenn durch Fehlmontage die Kontaktflächen sich nur auf kleinen Flächen berühren. Die Kontaktformen „Flächenkontakt“ und „Linienkontakt“ haben einen niedrigeren Kontaktwiderstand [6] und auch eine geringere Schweißneigung als entsprechende Punktkontakte.

Für technische Zwecke sind in Bild 6 bis 8 die Versuchsergebnisse für die beginnende Verschweißung verschiedener Kontaktlegierungen graphisch dargestellt. Untersucht wurden Sinterlegierungen auf Wolframbasis bei einem Kontaktdruck  $F = 9,5$  und  $56 \text{ kp}$  und eine Silber-Nickel-Legierung. Zum Vergleich sind in die Diagramme die Grenzkurven für die Kontaktwerkstoffe Kupfer und Silber eingezeichnet.

### Schlußfolgerungen

Die Grenzstromkurven der einzelnen Werkstoffe und der Mischungsverhältnisse weichen stark voneinander ab. Eine Begründung dafür anzugeben, ist hier nicht möglich, denn es sind dem Verfasser wesentliche Herstellungsdaten nicht zugänglich, und auch dann, wenn dieses der Fall wäre, wären auf Grund der zahlreichen einwirkenden Bestimmungsgrößen sehr umfangreiche und kostspielige Untersuchungen notwendig, um die physikalischen Vorgänge zu klären. Eine zusätzliche Schwierigkeit besteht darin, daß

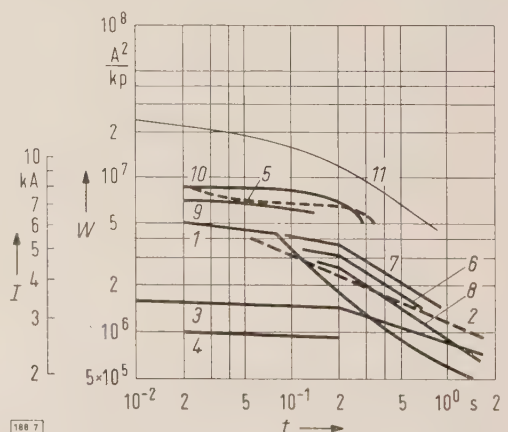


Bild 7. Grenzstromkurven für beginnende Verschweißung verschiedener Wolfram-Kupfer-Legierungen bei einem Kontaktdruck  $F = 56 \text{ kp}$ .

Kurve	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Nummer der Legierung in Tafel 1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10 a	Cu
Werkstoff W/Cu in Gewichtsprozenten	60/40	50/50	60/40	80/20	50/50	60/40	70/30	80/20	50/50	70/30	—



die Hersteller von Kontaktwerkstoffen die für solche Untersuchungen notwendigen technischen Ausrüstungen, z. B. ein Hochstrom- oder Hochleistungsversuchsfeld, nicht haben. Aus diesem Grunde ist die Geräteindustrie genötigt, ein ihr weniger liegendes Forschungsgebiet, nämlich die Ent-

nung der Sinterlegierungen für Starkstromkontakte, die nur einer Abbrandbeanspruchung ausgesetzt sind, wird hierdurch nicht berührt.

### Zusammenfassung

Symmetrische Punktkontakte aus Verbundwerkstoffen (Sinterlegierungen), bei denen beide Kontaktglieder aus derselben Legierung bestehen, haben eine viel größere Schweißneigung als Kupfer. Die Kennlinien sind aber denen von Kupfer ähnlich und sind ebenso wie bei Kupfer gut definiert. Große Unterschiede bestehen hinsichtlich der Zusammensetzung und der Herstellung. Bei Überlastung durch hohe Ströme zerfällt das Gefüge, oder die strom- und wärmeleitende Komponente wird angeschwitzt. Grenzstromkurven geben die Gebiete verschiedener Erosionsformen an sowie die Grenze für die Gefährdung der Kontakte.

### Schrifttum

- [1] Holm, R.: Elektrische Kontakte. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1958.
- [2] Contius, E.: Der Einfluß der Größe des Druckes und der Fläche auf den Kontaktwiderstand. Diss. TH Dresden 1929.
- [3] Müller-Hillebrand, D.: Flächenkontakte unter hoher Druckkraft. Wiss. Veröff. Siemens-Konzern Bd. 20 (1941) S. 85–103.
- [4] Wollenek, A.: Kontaktwiderstand ruhender Starkstrom-Punktkontakte. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 139–142.
- [5] Wollenek, A.: Kontaktwiderstand ruhender Starkstrom-Flächenkontakte. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 306–308.
- [6] Wollenek, A.: Symmetrische und unsymmetrische versilberte Starkstrom-Punktkontakte. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 826–827.
- [7] Melchert, F.: Über das Verhalten von Kontakten bei lichtbogenfreiem Schalten sehr großer Ströme. Diss. TH Braunschweig 1957.
- [8] Scheiner, H.: Systematik der Kontaktstoffe und Starkstromkontakte. Metallkde. Bd. 48 (1957) S. 189–190.
- [9] Wollenek, A.: Ein neues Kontaktmodell zur Beschreibung der Schweißneigung von Starkstromkontakten. Arch. Elektrotechn. (1960). Erscheint demnächst.
- [10] Wollenek, A.: Die Veränderung der Kontaktfläche bei hohen Temperaturen. Z. angew. Phys. Bd. 12 (1960). Erscheint demnächst.

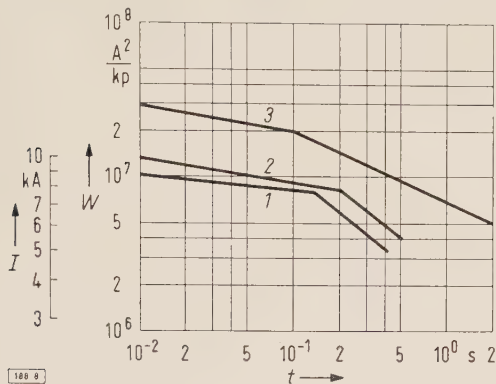


Bild 8. Grenzstromkurven für beginnende Verschweißung von Sinterlegierungen mit Silberkomponente bei einem Kontaktdruck  $F = 56 \text{ kp}$ .

- 1 Kontaktwerkstoff W/Ag 60/40, Legierung 11
- 2 Kontaktwerkstoff Ni/Ag 20/80, Legierung 12
- 3 zum Vergleich Grenzstromkurven für Silber

wicklung von Grundstoffen, zu betreiben, wenn sie sich nicht mit vergleichswisen Untersuchungen verschiedener Kontaktwerkstoffe begnügen will. Jedenfalls ist beim Verwenden von Verbundstoffen mit Wolfram oder Molybdän als ein Legierungsbestandteil bei Starkstromkontakten, die für Dauerbelastung verwendet werden, große Vorsicht angebracht. Außer der Schweißneigung ist in solchen Fällen auch der Kontaktwiderstand, abhängig von langandauernder Belastung, mit Nennstrom zu prüfen. Die gute Eig-

## Wirtschaftlicher Vergleich der Energieübertragung mittels hochgespannten Gleichstroms oder Drehstroms über Freileitungen

DK 621.315.027.3.003.1

In der Arbeit wird die Frage untersucht, bei welchen Transportleistungen und -entfernungen die Gleichstromübertragung gegenüber der klassischen Drehstromübertragung kleinere Jahreskosten je Kilowatt übertragener Leistung erwarten läßt<sup>1)</sup>. Die Studie beschränkt sich auf den Energietransport zwischen zwei Punkten ohne Zwischenentnahme, bei Transportstrecken von 300 bis 1000 km und Übertragungsspannungen von  $\pm 100$ ,  $\pm 200$ ,  $\pm 300$  und  $\pm 400$  bzw. 345 und 460 kV. Objekt der vergleichenden Betrachtungen sind einerseits Drehstromleitungen mit zwei Systemen, die ab 300 km Länge mit Kompensationsmitteln und Zwischen-Schaltstationen ausgerüstet sind, andererseits einsystemige Gleichstromleitungen, deren Beseilung so gewählt wurde, daß Anlagekosten, Spannungsabfall und Verluste ein Optimum erreichen.

Tafel 1 enthält die wesentlichen Kenngrößen der betrachteten Übertragungssysteme. Zur Bewertung der Transportverluste wurden für beide Übertragungssysteme 175,—DM je Kilowatt und Jahr eingesetzt (1 US-Dollar = 4,20 DM). Die Anlagekosten der Gleichstromstationen (einschließlich Gleich- oder Wechselrichter, Transformatoren, Blindleistungserzeuger, Schaltgeräte) werden im Rahmen der Untersuchung von 65 bis 160 DM je Kilowatt abgenommener Leistung verändert; als derzeitig realisierbarer Betrag werden 126,—DM/kW angegeben.

Mit den oben angeführten Vergleichswerten kommen die Verfasser zu dem Ergebnis, daß unter den gegenwärtigen Verhältnissen in den USA die Gleichstromübertragung schon bei 550 bis 600 km Transportentfernung und 500 MW Transportleistung wirtschaftliche Vorteile gegenüber einer Drehstromübertragung bringen kann. Die Arbeit berücksichtigt

allerdings nur bei der Drehstromübertragung die Frage der Transportsicherheit durch Bau einer Doppelleitung; hierdurch dürfte die verhältnismäßig kleine Grenzentfernung teilweise mitbestimmt sein. Sie liegt z. B. wesentlich unter der Grenzentfernung, die in einer russischen Arbeit [Deutsche Besprechung: Wirtschaftlicher Vergleich großer Energieübertragungen mit Gleich- und Drehstrom. Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 50 (1959) S. 899–900] mit 900 bis 1000 km bei 750 MW Transportleistung ausgewiesen wird; dem Vergleich der beiden Übertragungsformen lagen allerdings einsystemige Leitungen zugrunde.

Pf

Tafel 1. Anlagekosten und Kenngrößen der Gleichstrom- und Drehstrom-Freileitungen.

a) Gleichstromübertragung				
Betriebsspannung	$\pm 100 \text{ kV}$	$\pm 200 \text{ kV}$	$\pm 300 \text{ kV}$	$\pm 400 \text{ kV}$
Beseilung je Pol, Stahl-Aluminium	$2 \times 400 \text{ mm}^2$	$3 \times 485 \text{ mm}^2$	$3 \times 600 \text{ mm}^2$	$3 \times 800 \text{ mm}^2$
Wirkwiderstand je Pol $\Omega/\text{km}$	0,0644	0,0359	0,0287	0,0215
Leitungskosten DM/km	60 000	125 000	185 000	256 000
b) Drehstromübertragung				
Betriebsspannung		345 kV		460 kV
Schaltanlagen (DM je Abzweig)		125 000		231 000
Transformatoren DM/kVA				
am Anfang der Leitung		20		32,5
am Ende der Leitung		23		44,5
Leitungskosten DM/km		162 000		280 000

1) Wood, A. J., u. Cray, S. B., u. Concordia, C.: An economic study on d-c versus a-c overhead transmission. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (III) Bd. 78 (1959) S. 338–349; 8 B., 4 Taf., 11 Qu.



## RUNDSCHAU

DK 621.318.435.3 : 538.114

**Anwendungen des Spannungsflächenbegriffes.** Nach Baer, W. J.: Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 50 (1959) S. 655 bis 658; 5 B., 3 Qu.

Als „Spannungsfläche“ wird das Zeitintegral der elektrischen Spannung beim Induktionsvorgang bezeichnet:

$$\int_0^t U dt = \cdot I \Phi.$$

Hierin bedeuten  $U$  die elektrische Randspannung,  $t$  die Zeit und  $\Phi$  den magnetischen Fluß im Kern. In der Arbeit wird darauf hingewiesen und an Beispielen gezeigt, daß dieser Begriff nützliche Anwendung findet bei magnetischen Verstärkern, Gleichstromwandlern, Schaltdrosselspulen, Speicher- und Zählkernen, überhaupt bei allen transformatorischen Anordnungen, bei denen das Eisen niedrige Sättigung oder rechteckähnliche Hystereseschleife hat. JF

DK 621.317.329 : 621.316.11

**Einsatz des elektrolytischen Trog zur Lösung von Aufgaben der Erdungsprojektion und anderer Probleme der Netzplanung.** Nach Feist, K.-H.: Siemens-Z. Bd. 33 (1959) S. 444–450; 8 B., 9 Qu.

Bei den Siemens-Schuckertwerken ist ein elektrolytischer Trog von 2 m × 2 m und 1,1 m Tiefe aufgestellt worden, dessen Aufbau und Meßeinrichtungen beschrieben werden. Der Trog dient zur Untersuchung des Potentialverlaufes in der Umgebung von Erden und ihrer Widerstände. Als Beispiel wird die Potentialsteuerung eines Freileitungsmastes eingehender behandelt. Weitere Verwendungsmöglichkeiten des Troges zur Ermittlung von Erdkapazitäten, influenzierter Spannungen und elektrischer Feldstärken von Hochspannungsfreileitungen sowie zur Nachbildung magnetischer Felder zum Bestimmen der Streublindwiderstände von Transformatoren werden angedeutet.

Der elektrolytische Trog ist vor allem dazu geeignet, der Berechnung nicht zugängliche Erderkombinationen zu untersuchen und Unterlagen zu schaffen, die man als Erfahrungsgrößen für die Berechnung von Erdungsanlagen verwenden kann, um die jedesmalige Untersuchung von Erdungsprojekten im elektrolytischen Trog zu ersparen. Kc

DK 621.318.435.3 : 621.374.4

**Die gesättigte Drossel als Frequenzwandler.** Nach Krämer, W.: AEG-Mitt. Bd. 49 (1959) S. 372–385; 36 B., 1 Taf., 8 Qu.

Ausgehend von der Eisendrossel ohne und mit Gleichstrom-Vormagnetisierung wird für die erzwungene Magnetisierung mit rechteckförmiger Flußhalbschwingung und für die freie Magnetisierung mit sinusförmiger Grundschwingung, der sich nur eine der Sekundärfrequenz entsprechende Flußüberschwingung überlagert, das Prinzip des Frequenzwandlers dargestellt. An Hand von Schaltbildern und graphischen Darstellungen erläutert der Verfasser die wesentlichen Merkmale der Transformatoren — Magnetisierungsstrom und Durchflutungskompensation — bei erzwungener und bei freier Wechselmagnetisierung des Sättigungswandlers und des vormagnetisierten Wandlers.

Im Fall der erzwungenen Magnetisierung sperrt man den Erregerkreis der gesättigten Drosselspule gegen jeden Oberschwingungsstrom und läßt nur den Grundschwingungsstrom unbehindert fließen. Erhält die Drosselspule eine Gleichstrom-Vormagnetisierung, und gibt man dem Gleichstromkreis einen sehr hohen Wechselstromwiderstand, so ist der Leerlaufstrom in seiner Größe an die Durchflutung gebunden, die er zum Ausbilden eines Wechselflusses und mithin des Grundschwingungsflusses periodisch kompensieren muß. Die Unterschiede des vormagnetisierten Wandlers gegenüber dem Sättigungswandler bei erzwungener Magnetisierung werden genannt. Aus einfachen Beziehungen ergibt sich der günstigste Leistungsfaktor.

Bei freier Magnetisierung sind im Kurzschluß sämtliche Oberschwingungsspannungen über Primärkreis, Sekundärkreis und Nebenschleife kurzgeschlossen. Im Leerlauf ist der Kurzschlußkreis allein für die Oberschwingungsspannung

aufgehoben. Dem Grundschwingungsfluß überlagert sich nur noch die Flußüberschwingung, welche die resultierende Flußkurve abflacht. Bei Gleichstrom-Vormagnetisierung muß auch noch die Gleichstromdurchflutung von der Wechselstromdurchflutung weitgehend kompensiert werden. Dazu sind geradzählige Oberschwingungen notwendig. Weiterhin werden die Belastungskennlinien und der Kurzschlußstrom unter Berücksichtigung des Luftflusses bei freier Magnetisierung behandelt.

Der Verfasser erwähnt die Mehrphasenschaltungen des Sättigungswandlers und beschreibt die Kompensation unerwünschter Oberschwingungen. Eine Verbesserung der sekundären Spannungskurve erreicht man immer durch Resonanzkreise, welche die unerwünschten Oberschwingungsspannungen kurzschließen und gegen die Nutzfrequenz durch eine Parallelreaktanz gesperrt sind. Man kann aber auch die Kompensation einer störenden Oberschwingung durch sekundäre Parallel- oder Reihenschaltung mit einem zweiten gleichen Frequenzwandler erreichen, dessen primäres Spannungssystem um einen Winkel gegen das des ersten Wandlers verdreht ist. Die Reihenschaltung ist günstiger, da der Wandler nicht mit dem Kurzschlußstrom der unterdrückten Oberschwingungsgruppe belastet ist und die Sekundärspannung etwas höher wird. Die Kompensationschaltung läßt sich nach dem Verfahren der Flußspaltung sehr vereinfachen.

Die Vorteile des Sättigungswandlers gegenüber dem vormagnetisierten Frequenzwandler — besserer Leistungsfaktor bei Teillast, Überschreitung des natürlichen Kurzschlußstromes bei kapazitiver Stützung und gute Werkstoffausnutzung — wiegen den Nachteil einer hohen sekundären Spannungsabhängigkeit von Schwankungen der Primärspannung nicht auf. Dagegen ist seine Anwendung in Verbindung mit einer raschen Spannungsregelung auf der Sekundärseite nicht ungünstig. Es kann beispielsweise eine Zusatzbürde, die aus steuerbaren Transduktoren und Kondensatoren besteht, über die Vormagnetisierung so geändert werden, daß die Ausgangsspannung konstant bleibt. Abschließend bespricht der Verfasser als die zur Zeit wichtigsten Anwendungsgebiete den Schweißfrequenzwandler und den Frequenzwandler für Induktionserhitzung. Hlk

DK 621.317.326

**Erfassung von Spannungs- und Stromspitzen in Starkstromnetzen.** Nach Hofmann, V.: Siemens-Z. Bd. 33 (1959) S. 625 bis 626; 3 B.

Durch atmosphärische Einflüsse oder Schaltvorgänge können in Starkstromnetzen kurzzeitige hohe Spannungs- und Stromspitzen auftreten. Für die Auslegung von Schalt- und Gleichrichteranlagen ist die Kenntnis der höchsten Amplitude, der Dauer und der Häufigkeit solcher Spannungs- und Stromspitzen wichtig. Es wird eine Schaltung mit Simatic-Bauteilen beschrieben, die eine wartungsfreie Dauerüberwachung des Netzes ermöglicht.

Zur Erfassung von Stromspitzen wird ein Stromwandler primärseitig in den zu überwachenden Strompfad gelegt. Auf der Sekundärseite liegen ein Gleichrichter und ein Abschlußwiderstand. Beim Überschreiten eines bestimmten Spannungswertes spricht der mit dem Eingang an den Abgriff des Widerstandes angeschlossene Simatic-Signalförmer an und liefert für die Dauer der Überspannung am Ausgang ein Rechtecksignal. Sollen lediglich Überspannungen von einer bestimmten Mindestdauer erfaßt werden, so wird das Rechtecksignal an den Eingang einer Verzögerungsstufe gegeben, die nur dann ein Ausgangssignal liefert, wenn die Überspannung von längerer Dauer als die eingestellte Verzögerungszeit ist. Zur Erfassung eines kurzen Signals wird dieses in einem Impulsdehner in ein Signal von stets gleicher Länge umgeformt und auf so große Leistung verstärkt, daß ein elektromechanisches Zählrelais anspricht.

Mit einem Stromspitzen-Zählgerät lassen sich Meßwerte für die Amplitude des Überstromes vom 2- bis 15-fachen Nennstrom und Verzögerungszeiten von 0,1 bis 10 ms einstellen. Der Ansprechfehler bei Überstrom und die Abweichung der Verzögerungszeit sind zwischen 0 und 40 °C und bei Änderung der Versorgungsspannung um –15 bis +10 % des Sollwertes kleiner als je ± 2 %. Hlk



DK 621-533.65

**Temperaturregler mit der Temperaturänderungsgeschwindigkeit als Meßbasis.** (Temperature controller based on measurement of rate-of-change of temperature.) Nach Cairnie, A. B., u. Pullar, J. D.: J. sci. Instrum. Bd. 36 (1959) S. 249–252; 4 B., 5 Qu.

Wenn die Temperatur z. B. im Wassermantel bestimmter Kalorimeter mit hoher Genauigkeit konstant gehalten werden soll, empfiehlt es sich, nicht die Temperatur, sondern die Temperaturänderungsgeschwindigkeit zu messen und zu regeln. Ein solches Gerät wurde für ein Kalorimeter entwickelt, bei dem sich das Wasser aus einem 500-l-Tank um den Mantel im Umlauf befindet. Dabei war eine Temperaturänderung von maximal 0,0005 grd/min zugelassen. Die Strömungsgeschwindigkeit der Wärme zwischen einem Metallblock, der in das Wasser versenkt wird, ist dabei proportional der Änderungsgeschwindigkeit der Wassertemperatur, richtige Durchmischung vorausgesetzt. Wenn der Block von einer Isolierschicht umgeben ist, an der die Temperaturdifferenz gemessen wird, ergibt sich ein empfindliches Meßgerät für die Wassertemperatur.

Die verwendeten Isolierstreifen hatten eine Breite von etwa 20 mm und eine Dicke von 0,8 mm. Kurze Kupferstreifen von 6 mm Breite und 0,025 mm Dicke wurden in Abständen von 20 mm angebracht und das Ganze dann mit einem Konstantanband von 3 mm Breite und 0,075 mm Dicke umwunden. Saubere Lötstellen wurden abwechselnd an der inneren und äußeren Fläche angeordnet. Der Aluminiumblock, auf dem dieser Meßstreifen angebracht wird, hat die Abmessungen 200 mm × 600 mm × 40 mm.

Neben dem beschriebenen Meßgerät enthält der Wasserbehälter Heizstäbe und Kühlrohre. Das Wasser läuft mit einer Geschwindigkeit von 90 l/min um. Die Kühlung ist dauernd eingeschaltet. Die Anzeigeverzögerung wird nicht vom Meßgerät, sondern von der Geschwindigkeit des Wärmeflusses bestimmt, deshalb ist der Anordnung besonderer Wert beizumessen. Das beschriebene Thermoelement hat einen Widerstand von 35  $\Omega$  und eine Ausgangsspannung von 2  $\mu$ V. Ein hochwertiger Verstärker liefert die Steuerung für drei Thyatronen, welche die Heizstäbe speisen. Diese werden zunächst von Hand so eingeregelt, daß sie im Bereich des Reglers arbeiten. Das Gerät, für das die Kenngrößen der Bauelemente angegeben sind, arbeitet mit Standardelementen für konstante Versorgungsspannungen; ein Konstanthalten der Raumtemperatur und der Anschlußleistung ist nicht erforderlich.

Es gelang, die Wassertemperatur mit dieser Anordnung innerhalb von 14 Tagen in einem Bereich von  $\pm 0,1$  grd konstant zu halten. Bei einem 17-stündigen Versuch überschritten die Temperaturänderungen nur in kurzen Perioden 0,0002 grd.

Hö

DK 621.317.723 : 621.385

**Elektrometrische Betriebsmeßgeräte I.** Nach Böhm, H.: Arch. techn. Messen J 8335—9 (August 1959) Lfg. 283, S. 169–172; 3 B., 12 Qu.

Elektrometrische Betriebsmeßgeräte haben im Vergleich zu ähnlichen Geräten einen sehr kleinen Eigenverbrauch (etwa  $1 \cdot 10^{-15}$  bis  $1 \cdot 10^{-17}$  W), große bis mittlere Spannungsempfindlichkeit (etwa 1 mV bis 1 V) und größte Stromempfindlichkeit (etwa  $1 \cdot 10^{-12}$  bis  $1 \cdot 10^{-14}$  A) für Vollausschlag. Sie unterscheiden sich von anderen elektronischen Gleichspannungs- und -strommessern vor allem durch ihren um mehrere Zehnerpotenzen größeren Eingangswiderstand. Nach dem derzeitigen technischen Stand sind die am Eingang liegenden Widerstands-Transformatoren entweder Schwingkondensatoren oder Röhrenverstärkerstufen mit Elektrometerröhren. Auf den Schwingkondensator folgen ein RC-gekoppelter Schmalbandverstärker, ein phasenempfindlicher Gleichrichter und das Anzeige-Instrument, auf die Elektrometerröhrenstufe weitere direkt gekoppelte Verstärkerstufen und das Anzeige-Instrument. Schwingkondensatorgeräte werden ausnahmslos für Netz-, Elektrometer-Röhrengeräte und für Batteriebetrieb gebaut. Der Verfasser beschreibt die für die Verwendungsfähigkeit eines Schwingkondensator-Meßverstärkers (vibrating-reed-electrometer) erfahrungsgemäß wichtigsten Zusammenhänge.

Schwingkondensatoren der bekannten Bauarten sind höchstisolierte Luftkondensatoren, deren Kapazität mit einem elektromechanischen Antrieb periodisch verändert wird. An Hand einer Prinzipschaltung für Schwingkondensator-Meßverstärker mit verschiedenen Eingangsschaltun-

gen und einer Schaltung mit den Eigenschaften eines elektromechanischen Elektrometers werden Spannungs- und Stromempfindlichkeit sowie Konstanz und Einstellzeit beschrieben. Weiterhin werden der Betrieb ohne Eingangswiderstand sowie die Eigenschaften und Anwendungen der verschiedenen Eingangsschaltungen ausführlich behandelt.

Die Verstärkung des als Schmalbandverstärker ausgelegten Verstärkers soll so groß wie möglich sein, damit die Spannungsempfindlichkeit des Gerätes über die Gegenkopplung wirksam stabilisiert werden kann. Die Prinzipschaltung eines Schwingkondensator-Meßverstärkers mit Potentiometerschreiber als Anzeige-Instrument zum Erzeugen der Gegenkopplungsspannung wird gezeigt und ihre Wirkungsweise besprochen.

Hlk

DK 621.313.32.016.37

**Der Frequenz-Anlauf von Synchronmaschinen.** Nach Canay, M.: Arch. Elektrotechn. Bd. 44 (1959) S. 251–270; 20 B., 6 Taf., 3 Qu.

Den Frequenz-Anlauf, bei dem eine Synchronmaschine von einem meist erheblich kleineren Synchrongenerator im Synchronismus elektrisch hochgefahren wird, wendet man sowohl in Prüffeldern als auch im Kraftwerksbetrieb an. Die Schwierigkeiten, die einer genauen theoretischen Untersuchung dieses Vorganges entgegenstehen, sind erheblich und wurden im bisher vorliegenden Schrifttum keineswegs gelöst. Die vorliegende sehr umfassende Arbeit bedeutet hier einen großen Schritt vorwärts. Sie beschäftigt sich mit dem schwierigsten Teil des Frequenz-Anlaufs vom Stillstand bis zum Synchronismus der hochlaufenden Maschine, der meist schon unterhalb 1% der Nennzahl erreicht wird. Die erforderlichen Bedingungen für ein Gelingen des Frequenz-Anlaufs bis zu diesem Punkt werden abgeleitet. Die Untersuchung wird in bezogener Schreibweise (Per-Unit-System) durchgeführt. Jede Vernachlässigung wird auf ihre Zulässigkeit überprüft. Berücksichtigt wird unter anderem der Einfluß ausgeprägter Pole sowie auch die magnetische Sättigung. Die mitunter recht anspruchsvolle Darstellung wird durch drei gut gewählte Beispiele ergänzt und durch Versuchsergebnisse belegt. Folgende Ergebnisse seien hervorgehoben:

1. Das Leistungsverhältnis beider Maschinen, das unter günstigen Umständen 1:10 sogar überschreiten kann, ist nicht die einzige Bedingung für ein Gelingen des Frequenz-Anlaufs.

2. Für die anlaufende Maschine gibt es einen optimalen Wert der Erregung, um den Synchronismus zu erreichen. Er liegt aber meist nicht bei der halben Erregung des hochziehenden Generators, wie Brüderlin [ETZ Bd. 45 (1924) S. 1239–1240] für den nachfolgenden synchronen Hochlauf abgeleitet hatte, sondern etwas darüber.

3. Das Losbrechdrehmoment und das Schwungmoment der hochlaufenden Maschine dürfen nicht zu groß sein.

4. Der Antriebsmotor des hochziehenden Generators darf im untersten Drehzahlbereich nicht zu stark beschleunigen.

5. Das Umschalten des hochziehenden Generators auf eine niedrige Spannung wirkt bei kleinen Generatoren meist günstig, bei großen Generatoren dagegen ungünstig.

6. Zusätzliche Impedanzen und Widerstände im Hauptstromkreis sind möglichst zu vermeiden.

Lnr

DK 621.313.3.044.3

**Überwachung des Polradwinkels von Synchronmaschinen.** (Automatic control of internal angle on synchronous machines.) Nach Kinitsky, V. A.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (III) Bd. 78 (1959) S. 225–231; 10 B., 11 Qu.

Der Verfasser stellt fest, daß beim untererregten Betrieb von Synchronmaschinen — insbesondere wenn diese ein kleines Leerlauf-Kurzschlußverhältnis haben — die Spannungsregelung allein nicht zur Gewährleistung eines stabilen Betriebes ausreicht, und weist auf die Notwendigkeit der Überwachung des Polradwinkels hin.

Soll eine auf ein starkes Netz arbeitende Synchronmaschine bei gleichbleibender Wirklast mehr induktive Blindlast aufnehmen, dann wird der die Maschine auf konstante Spannung regelnde Spannungsregler die Erregung schwächen. Dadurch wird jedoch der Polradwinkel größer, und die Synchronmaschine kann nach dem Überschreiten eines kritischen Wertes außer Tritt fallen. Um dies zu vermeiden, wird von einem bestimmten Winkel an, der etwas unterhalb des kritischen Wertes liegt, die Einstellung



der Erregung von der Kontrolleinrichtung des Polradwinkels übernommen. Ändern sich nun die Lastbedingungen wieder derart, daß der Polradwinkel der Synchronmaschine unter den kritischen Wert sinkt, dann übernimmt wiederum der Spannungsregler die Einstellung der Erregung. Die erwähnte Beeinflussung der Erregung durch die Überwachung des Polradwinkels kann auf folgende drei Arten vorgenommen werden:

Die erste Art besteht im Prinzip darin, daß der gemessene Polradwinkel  $\delta_i$  mit einem von Hand aus einstellbaren Wert  $\delta_r$  verglichen wird, wobei die Winkeldifferenz  $(\delta_i - \delta_r)$  einem Verstärker zugeführt wird, der für  $\delta_i < \delta_r$  blockiert ist; für  $\delta_i > \delta_r$  speist der Verstärker entsprechend der Differenz  $(\delta_i - \delta_r)$  eine Steuerwicklung der Hilfsreglermaschine (Amplidyne), und zwar entgegengesetzt zu der Durchflutung einer zweiten Steuerwicklung, auf die unabhängig von der ersten ein Spannungsregler beim Abweichen der vorhandenen Klemmenspannung  $E_t$  vom Sollwert  $E_{t0}$  einwirkt. Zwecks Vermeidung selbsterregter Reglerschwingungen erweist sich dabei der Einbau einer Stabilisierungsstufe als erforderlich.

Die zweite Möglichkeit besteht darin, daß man eine der Polradwinkeldifferenz  $(\delta_i - \delta_r)$  proportionale Spannung und die Differenz der Klemmenspannungen  $E_t$  und  $E_{t0}$  über zwei Dioden z.B. auf die Steuerwicklung eines Diactors einwirken läßt, der über eine übliche Erregeranordnung den Feldstrom der Synchronmaschine einstellt. Die mit der größeren Spannung beaufschlagte Diode wird leitend und blockiert die andere Diode, wodurch die Erregung entweder auf Grund der Polradwinkelkontrolle oder infolge der Klemmenspannungsdifferenz eingestellt wird.

Die dritte Art, die in der an die vorliegende Abhandlung anschließenden Diskussion besonders beachtet und empfohlen wird, besteht grundsätzlich in der Zwischenschaltung einer Anpassung zwischen den bei  $\delta_i > \delta_r$  ansprechenden Verstärker und den eigentlichen Spannungsregler, die den Sollwert der Klemmenspannung dem jeweiligen Polradwinkel entsprechend ändert.

Arbeitet eine Synchronmaschine über längere Zuleitungen auf ein starkes Netz, dann kann auch der Winkel zwischen der Maschinenspannung und der Spannung des starken Netzes zur Kontrolle der Erregung zwecks Erreichung eines stabilen Betriebes herangezogen werden. Die Beschreibung der in einem solchen Fall anzuwendenden Stabilisierungseinrichtung, die unabhängig von den jeweiligen Schaltzuständen im Netz auch in der Nähe der dynamischen Stabilitätsgrenze einen sicheren Betrieb des Generators ermöglicht, bildet den Abschluß der eingehenden und für die Praxis sehr wichtigen Ausführungen. *Hkm*

DK 621.315.211.9

**Konstruktion eines vielpaarigen Fernsprechkabels mit Polyäthylen-Isolierung.** (Design of polyethylene-insulated multi-pair telephone cable.) Nach Windeler, A. S.: Electr. Engng. Bd. 78 (1959) S. 1030–1033; 3 B., 4 Qu.

Die neuere Kabeltechnik ersetzt immer mehr die Papierisolierung der Kabeladern durch Kunststoffe mit niedrigerer Dielektrizitätskonstante, um bei hohem Isolationswiderstand eine gute mechanische Festigkeit bei günstiger Verarbeitungsmöglichkeit zu erzielen. Unter den flexiblen Dielektrika verwendet man außer Polystyrol nunmehr auch Polyäthylen und hat neben der festen Aufbringung auch deren Verschäumung versucht. Bei Polyäthylen ergeben sich dabei Schwierigkeiten, und so wird es zumeist fest aufgetragen.

Der Aufsatz behandelt die Konstruktion vielpaariger Fernsprechkabel mit fester Polyäthylenisolierung und die Wahl der sogenannten elektrischen Merkmale bei belasteten und unbelasteten Kabeln, und zwar für den Sprachbereich. Dies sind hauptsächlich Kapazität und Leitungswiderstand des Paares bei unbelasteten Leitungen. Aber auch bei belasteten Leitungen tritt die Induktanz des Kabelpaares gegenüber derjenigen der Belastungsstellen zurück. Die Ableitung hat auch vernachlässigbaren Einfluß. Für die Vorausbestimmung von Widerstand, Induktanz und Kapazität aus den Abmessungen der Leiterisolierung werden für eine mittlere Sprachfrequenz von 1000 Hz die Formeln für Widerstand, Induktanz und Kapazität angegeben. Zur Berechnung von Widerstand und Induktanz dienen die bekannten Formeln. Für die Kapazität wird eine von S. P. Mead abgeleitete Beziehung angegeben. *Hb*

DK 621.317.333.6 : 621.315.61

**Bestimmung der Kriechstromfestigkeit von organischen Isolierstoffen.** Nach Michel, K., u. Hillenkamp, M. H.: Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 50 (1959) S. 601–613; 10 B., 6 Taf., 8 Qu.

In der Arbeit sind die Ergebnisse von umfangreichen Gemeinschaftsversuchen mit dem Tropfverfahren im Arbeitsbereich der Schweizerischen Elektrotechnischen Kommission ausgewertet. Geprüft wurden Form- und Schichtpreßstoffe für Niederspannungsgeräte unter eng tolerierten und zum Teil abgewandelten Verfahrensbedingungen, denen die SEV-Publikation Nr. 177 und der IEC-Entwurf 15 (Central Office) 8 zugrunde liegen. Das verwendete Verfahren weicht gegenüber dem bei uns üblichen bzw. beabsichtigten nach den in Tafel 1 enthaltenen Angaben ab.

Tafel 1. Abweichungen gegenüber deutschen Verfahren.

Bezugsgröße	Verfahren nach		
	DIN 53 480 (1955)	VDE 0303 Teil 1/... 59	Michel und Hillenkamp
Elektrodenquerschnitt	10 mm × 1 mm	5 mm × 2 mm	
Elektrodenschneide	0,5 r	5 mm × 2,3 mm	5 mm × 0,5 mm (bis 1 mm) <sup>1)</sup>
Elektrodenwerkstoff	Wolfram	Platin	Wolfram
Auslösung bei nach	— ≈ 2 s	0,5 A max. 2 s	2 A (0,5 A) <sup>1)</sup> sofort (max. 1 s) <sup>1)</sup>
Prüfspannung	380 V ± 5 %		175 V ± 5 % 250 V ± 5 % <sup>1)</sup> 300 V ± 5 % <sup>1)</sup> 400 V ± 5 % 500 V ± 5 % <sup>1)</sup>
Prüflösung	0,1 % NH <sub>4</sub> Cl und 0,5 % Nekal BX trocken	0,1 % NH <sub>4</sub> Cl	
Tropfengröße	30 mm <sup>3</sup> ± 10 %	25 mm <sup>3</sup> ± 5 mm <sup>3</sup>	20 mm <sup>3</sup> ± 10 % 10 mm <sup>3</sup> ± 10 % <sup>1)</sup>

1) Vorschläge der Verfasser auf Grund der Versuchsergebnisse.

Die Änderungsvorschläge der Verfasser, die in Tafel 1 vermerkt sind, bedeuten eine weitgehende Annäherung an die beabsichtigte Neufassung der deutschen Vorschrift.

Der Zweck der Untersuchung, eine sichere Klassifizierung der Formstoffe für die Aufstellung von Regeln zur Bemessung von Kriech- und Luftstrecken zu schaffen, ist für die auch in Deutschland laufenden Arbeiten so interessant, daß eine eingehende Auseinandersetzung mit den Schlußfolgerungen der Verfasser geboten scheint.

Die Ergebnisse lassen klar erkennen, daß die interessierende Spannungsabhängigkeit der Tropfenzahl nur an Hand von Werten bei zwei Prüfspannungen (250 und 300 V) beurteilt werden kann, sofern sich nicht bei 500 V Tropfenzahlen über 30 ergeben. Die vorgeschlagene Abwandlung des Prüfverfahrens ergibt aber noch keine genügende Sicherheit für eine Unterteilung der Phenoplaste und der Stoffe mit ähnlichem Verhalten. Hierfür erscheint die Einbeziehung von 175 V (nach CEE) etwas günstiger. Diese Kritik an der Schlußfolgerung der Verfasser fußt darauf, daß die Streuungen am gleichen Gerät wie auch an verschiedenen Geräten nach wie vor zu groß sind. Als Ausweg haben die Verfasser den Zentralwert statt des Tiefwertes aus fünf Einzelbestimmungen bei jeder Prüfspannung herangezogen, was nicht ohne weiteres zugestanden werden kann.

Unter diesen Umständen sollte entgegen der Meinung der Verfasser vorerst von einer Unterteilung der Phenoplast-Gruppe abgesehen werden. Voraussetzung dafür wäre, daß die Zuordnungen bei verschiedenen Prüfstellen sicher übereinstimmen und daß die Erprobungen der Kriechstromsicherheit an Modellkörpern aus Formstoffen aller Art, wie sie z.Z. in der VDE-Kommission 0474 „Kriechstromsicherheit“ anlaufen, den praktischen Nutzen einer solchen Unterteilung erweisen. Unabhängig davon wäre zu klären, wie weit und warum die Streuungen vom Werkstoff her bedingt sind. *Ue*



## VERBANDSNACHRICHTEN

## VDE

## Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6

Fernruf: 43 31 57; Fernschreiber (Telex): 04—12 871;

Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;

Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

**Inkraftsetzung der Änderung 1 von VDE 0616 „Vorschriften für Lampenfassungen und Lampensockel bis 750 V“**

Zu dem in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 5, S. 182 angekündigten Entwurf VDE 0616 1/...60 sind keine Einsprüche eingegangen.

Die Schlußfassung hat der Vorstand des VDE im April 1960 genehmigt und zum 1. Juni 1960 in Kraft gesetzt.

Einzeldrucke dieser Änderung können unter der Bezeichnung VDE 0616 1/6. 60 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,20 DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker

Der Generalsekretär

Lauster

**Entwurf der Änderung d von VDE 0667****„Vorschriften für Elektrozaun-Geräte mit Netzanschluß“ und Änderung b von VDE 0668****„Vorschriften für Elektrozaun-Geräte mit Batteriebetrieb“**

Die VDE-Kommission „Elektrozäune“ hat unter Vorsitz von Dipl.-Ing. Beil die vorgenannten Vorschriften überarbeitet und mehrere, dem Stand der Technik angepaßte Änderungen vorgesehen. Es ist beabsichtigt, diese Änderungen zum 1. Juli 1960 in Kraft zu setzen und eine Übergangsfrist für die bisherigen Vorschriften bis zum 31. Dezember 1962 vorzusehen.

Die Entwürfe können unter der Bezeichnung VDE 0667 d/...60 und VDE 0668 b/...60 beim VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preis von 0,60 DM für VDE 0667 d/...60 und 0,60 DM für VDE 0668 b/...60 bezogen werden.

Einsprüche gegen die Entwürfe sowie gegen den geplanten Termin für das In- und Außerkraftsetzen können bis zum 15. Juni 1960 bei der VDE-Vorschriftenstelle eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissions-Vorsitzende  
BeilVDE-Vorschriftenstelle  
Weise**VDE/VDI-Fachgruppe  
Elektrisches und Wärmetechnisches Messen**

Düsseldorf, Prinz-Georg-Str. 77/79

**Tagung „Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik“**

Am 17. und 18. März 1960 fand in Krefeld die von der VDE/VDI-Fachgruppe „Elektrisches und Wärmetechnisches Messen“ veranstaltete Tagung „Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik“ statt [siehe ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 5, S. 182—183]. Wegen des großen Interesses, das die Tagung gefunden hat, wird diese am 24. und 25. Mai 1960 in Mannheim in der Aula der Staatlichen Wirtschaftshochschule wiederholt. Anmeldungen werden erbeten an die VDE/VDI-Fachgruppe Elektrisches und Wärmetechnisches Messen, Düsseldorf, Prinz-Georg-Str. 77/79, Fernruf 44 33 51.

## VERANSTALTUNGSKALENDER

**Amberg:** VDE-Bezirksverein Nordbayern, Stützpunkt Amberg, Haselmühlstr. 50.

11. 5. 1960, 20.00, SSW-Gerätewerk, Amberg, Haselmühlstr. 50: „Die Automatisierung der Umspannstationen“, Dipl.-Ing. G. Schmitz, Berlin.

**Arnsberg:** VDE-Bezirk Bergisch Land, Stützpunkt Neheim-Hüsten, Heidestr. 4, i. Hs. Lenze KG.

20. 5. 1960, 20.00, VEW-Verwaltungsgebäude, Vortragsraum, Arnsberg: „Neuzeitliche Widerstandsschweißmaschinen mit elektronischer Steuerung und ihr Einfluß auf die Netzbelastung“, Ing. Plöchingen.

**Bonn:** VDE-Bezirk Köln, Stützpunkt Bonn, Immenburgstr. 7/11.

10. 5. 1960, 19.00, Fernmeldeamt, Unterrichtssaal, Bonn, Reuterstr. 65: „Trägheitslose Regelungen und Steuerungen“, Dipl.-Phys. W. Laux, Mannheim.

**Frankfurt:** VDE-Bezirksverein Frankfurt, Gräfr. 91.

17. 5. 1960, 17.30, Hörsaal für angewandte Physik, Robert-Mayer-Str. 2: „Probleme bei Fernwirkanlagen mit Übertragung über UKW-Sprechfunkwege“, Dipl.-Ing. W. Six, Frankfurt.

**Hannover:** ETG Hannover, Bischofsholer Damm 70.

10. 5. 1960, 18.15, Technische Hochschule, Hörsaal 42: „Fortschritte und Neuerungen in der Entwicklung von Präzisionsinstrumenten für Gleich- und Wechselstrom“, Dr.-Ing. A. Ebinger, Berlin.

24. 5. 1960, 18.15, Techn. Hochschule, Hörsaal 42: „Strahlende Atome, Helfer der Menschheit“, Dipl.-Ing. H. Land, München.

**Kassel:** VDE-Bezirksverein Kassel, Kassel-Bettenhausen, Lilienthalstr. 150.

19. 5. 1960, 18.00, Staatliche Ingenieurschule für Maschinenbau und Elektrotechnik, Aula, Wilhelmshöhe Allee 73: „Zukunftswege der Elektrowärme“, Prof. Dr.-Ing. H. Müller, Essen.

**Kiel:** VDE-Bezirk Schleswig-Holstein, Kiel, Gartenstr. 6/10.

10. 5. 1960, 17.30, Landesbrandkasse, kleiner Saal, Kiel, Gartenstr. 4: „Niederspannungsschalter“, Dipl.-Ing. K. Kirsch, Frankfurt a. M.

**Köln:** VDE-Bezirk Köln, Köln-Riehl, Amsterdamer Str. 192.

25. 5. 1960, 18.00, Staatliche Ingenieurschule, Ubierring 48: „Gewitterüberspannungen und ihre Auswirkung auf die Hochspannungstechnik“, Dr.-Ing. W. Rabus, Stuttgart.

**München:** ETV München, München 8, Zweibrückenstr. 33 a.

16. 5. 1960, 18.00, Deutsches Museum, Vortragssaal 2: „Vergleich des amerikanischen mit dem deutschen Fernsprechnetz“, Dipl.-Ing. B. Hess, München.

**Münster:** ETV des Rheinisch-Westfälischen Industriebezirks Essen, Stützpunkt Münster, Herwarthstr. 6—8.

19. 5. 1960, 19.30, Staatliche Ingenieurschule für Bauwesen, Physiksaal, Münster, Lotharingerstr.: „Physikalisch-technische Grundlagen der Tansduktorschaltung und ihre Anwendungen“, Dipl.-Phys. H. Cordes, Mannheim.

**Nürnberg:** VDE-Bezirksverein Nordbayern, Nürnberg, Harmoniestr. 27.

17. 5. 1960, 19.30, Ohm-Polytechnikum, Keßlerstr. 40: „Nachrichtenverkehr über Hohlleiter“, Dr. L. Krügel, Nürnberg.

24. 5. 1960, 19.30, Germanisches National-Museum, Vortragssaal, Nürnberg, Karthäusergasse 7: „Dicken- und Flächengewichtsmessung mit radioaktiven Strahlern“, Dipl.-Ing. J. Bosch, Erlangen.

**Regensburg:** VDE-Bezirksverein Nordbayern, Stützpunkt Regensburg, Einhauserstr. 9.

20. 5. 1960, 20.00, Ingenieurschule Regensburg: „Simatik, ein neues System für den Aufbau kontaktloser Steuerungen“, Dipl.-Ing. F. Fröhr, Erlangen.

**Würzburg:** VDE-Bezirksverein Nordbayern, Stützpunkt Würzburg, Ludwigstr. 1.

9. 5. 1960, 18.00, Überlandwerk Unterfranken AG, Vortragssaal „Elektroberatung“, Würzburg, Kaiserstr. 29: „Die Automatisierung der Umspannstationen“, Dipl.-Ing. G. Schmitz, Berlin.

23. 5. 1960, 18.00, Balthasar-Neumann-Polytechnikum, Würzburg, Sanderling 8: „Höchstleistungstransformatoren“, Dr.-Ing. W. Dietrich, Nürnberg.

**Essen:** Haus der Technik, Essen, Hollestr. 1.

11. 5. 1960, 14.30, Haus der Technik, Hörsaal A: „Die Elektronik im Dienste des gesamten Bauschaffens“, Stadt-Oberbaudirektor K. Schüssler, Köln.

19. 5. 1960, 17.00, Haus der Technik, Hörsaal B: „Probleme der Spitzendeckung in der Elektrizitätswirtschaft“, Regierungsbaumeister H. Christaller, Biberach.

19. 5. 1960 und 20. 5. 1960, 9.30, Haus der Technik: „Einzelheizgeräte — technischer Stand und Weiterentwicklung der Geräte“, Dr. Jung, Wetzlar.

**Wuppertal:** Technische Akademie Bergisch Land, Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18.

11. 5. bis 13. 5. 1960, 9.00—17.00: „Die Praxis der Induktionserwärmung“, Dr.-Ing. G. Seulen, Remscheid, u. Dipl.-Ing. F. Alf, Remscheid.

17. 5. bis 19. 5. 1960, 9.00—17.00: „Impulstechnik“, Dr. H. Röschlau, Kappeln/Schlei.

## BEKANNTMACHUNGEN

**Internationale Tagung „Mikrowellenröhren“**

Der Verband Deutscher Elektrotechniker und die Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE veranstalten vom 7. bis 11. Juni 1960 in München eine Internationale Tagung „Mikrowellenröhren“.

Die Tagung stellt eine Fortsetzung des Congrès International „Tubes Hyperfréquences“, Paris 1956, und des International Congress „Microwave Tubes“, London 1958, dar. Das Tagungsthema behandelt das gesamte Gebiet der Höchstfrequenzröhren einschließ-



lich der zugehörigen Bauteile, wie Resonatoren und Verzögerungsleitungen, und berücksichtigt auch die Meßtechnik, die Strahlerzeugungssysteme, die Technologie dieser Röhren, die parametrischen Verstärker und das Rauschen. In begrenztem Umfang ist die Behandlung der Eigenschaften von Halbleiter-Bauelementen in das Programm eingeschlossen, nämlich soweit wie diese derzeit in unmittelbarer Konkurrenz zu Höchstfrequenzröhren stehen.

Als Vortragende werden international bekannte Spezialisten in insgesamt 15 zusammenfassenden Vorträgen einen Überblick über den Stand der Technik geben. Auf Grund der bereits vorliegenden Anmeldungen ist ferner mit etwa 100 Einzelreferaten durch Vortragende aus zahlreichen Ländern zu rechnen.

Das Programm der Tagung, zu der die interessierten Mitglieder hiermit eingeladen werden, kann beim Tagungsbüro Mikrowellenröhren, München 37, Briener Straße 40, angefordert werden. of

## Internationale Ausstellung für Elektrowärme und Elektrochemie

### Internationales Symposium über Elektrowärme und über Elektrochemie

In Anlehnung an den 1. Kongreß für reine und angewandte Chemie, im Rahmen der 3. Ausstellung der chemischen Industrie Jugoslawiens, organisiert das Jugoslawische Komitee für Elektrowärme und Elektrochemie die 1. Internationale Ausstellung für Elektrowärme und Elektrochemie sowie das 1. Internationale Symposium über Elektrowärme und Elektrochemie.

Diese Veranstaltungen finden in Beograd in neuen Räumlichkeiten der Belgrader Messe bzw. in Sälen der Serbischen Akademie für Wissenschaften vom 22. bis 30. Juni 1960 statt.

Die Interessenten mögen sich über die Bedingungen der Teilnahme an der Ausstellung an die Direktion der Belgrader Messe (Direkcija Beogradskog sajma, 14 Bulevar Vojvode Mišića, Beograd) wenden.

An dem Symposium, das voraussichtlich am 27., 28. und 29. Juni d. J. in den Räumlichkeiten der Serbischen Akademie für Wissenschaften stattfinden wird, nehmen neben jugoslawischen Vortragenden auch prominente Persönlichkeiten aus Westdeutschland, Frankreich, Sowjet-Union, Italien und Polen teil.

Die interessierten Teilnehmer am Symposium mögen sich wegen der ausführlichen Unterlagen und Programme unmittelbar an das Jugoslawische Komitee für Elektrowärme und Elektrochemie (Jugoslovenski komitet za elektrotermiju i elektrohemiju, 12 Moše Pijade, Beograd — Jugoslawien) wenden. of

## JUBILÄUM

**Ziehl-Abegg oHG.** — Am 2. Juni 1910 gründete *Emil Ziehl* die Spezialfabrik für Elektromotoren, Berlin-Weißensee. Nach dem Tode des Gründers übernahm sein ältester Sohn, *Günther Ziehl*, im Jahre 1939 die Betriebsführung.

*Günther und Heinz Ziehl* bauten ab 1947 das Werk des Vaters neu auf, das sich ausschließlich dem Bau von Spezialmotoren von 0,01 bis 250 kW widmet und bereits über 600 Mitarbeiter beschäftigt. fi

## BÜCHER

DK 621.319.53.001.5(043.3)

**Schwingungsfreie Stoßschaltungen mit drei, vier oder fünf Energiespeichern.** Von *E. Schwartz*. Mit 108 S., 58 B., Format 15 cm × 21 cm. Diss. TH Aachen 1959.

Für praktisch wichtige Stoßschaltungen mit bis zu fünf Energiespeichern werden die Laplace-Transformierten der Stoßspannung und Kriterien für die „mathematische Schwingungsfreiheit“ (alle Pole reell) in Form von Diagrammen abgeleitet. Bei fünf Speichern sind hierzu drei Parameter notwendig [vgl. auch: *Flegler, E.*: Stoßspannungen und Stoßspannungskreise, ETZ-A Bd. 79 (1958) S. 389 bis 392]. Will man weitergehende Aussagen über die Form der Stoßspannungen machen, so sind bereits bei vier Speichern drei Parameter nötig. Bei der durchgeführten Normierung lassen sich

mit Hilfe dieser Parameter alle Fragen bezüglich der Stoßspannungsform beantworten, da man mit einem Analogrechner für jedes Parametertripel leicht eine „normierte Stoßspannung“ berechnen kann. Einige Beispiele werden angeführt. Sie veranschaulichen weitere Überlegungen und Ableitungen („Stabilitätsgrenze“, „praktische Schwingungsgrenze“). *E. Flegler*

DK 537-96 : 621.317(023.12)

**Monographien der elektrischen Nachrichtentechnik.** Bd. 3 a: Hochfrequenz-Meßtechnik. 3., neubearb. u. verm. Aufl. Von *O. Zinke* und *H. Brunswig*. Hrsg. *R. Feldtkeller*. Mit 249 S., 258 B., Format 16,5 cm × 24 cm. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1959. Preis Ganzln. 24,80 DM.

Das Buch von *O. Zinke* über „Hochfrequenz-Meßtechnik“ ist seit mehr als zwei Jahrzehnten allen Hochfrequenztechnikern bestens bekannt. Es erscheint jetzt unter Zusammenarbeit mit *H. Brunswig* in dritter Auflage, die entsprechend dem Fortschritt der Technik wesentliche Änderungen und Ergänzungen aufweist. Die 12 Hauptabschnitte behandeln Meßsender, Strommessung, Spannungsmessung, Leistungsmessung, Impedanzmessungen, Phasenwinkelmessungen, Messungen an Vierpolen, Messungen an Antennen, Frequenzmessung, Bestimmung der Kurvenformen und Spektren, Modulationsmessungen und Messungen an Empfängern.

Die Verfasser haben die außerordentlich schwierige Aufgabe einer einheitlichen Darstellung meisterhaft gelöst. Die heutige Hochfrequenztechnik umfaßt einen Frequenzbereich von etwa 7 Zehnerpotenzen oder, anders ausgedrückt, einen Wellenlängenbereich von vielen Kilometern bis zu wenigen Millimetern. Die Meßprinzipien sind deshalb grundverschieden, da in einem Falle die Meßgeräte außerordentlich klein, im anderen Falle außerordentlich groß gegen die Wellenlänge sind. Außerdem wird meist nicht nur bei einer einzigen Frequenz gemessen, sondern in einem Frequenzband (z. B. bei der Modulation und beim Rauschen). Auf dem Markt befinden sich Tausende von Hochfrequenz-Meßgeräten, die sich durch Meßprinzip, Meßbereich, Frequenzbereich usw. unterscheiden. Daß bei dieser Sachlage nicht eine Aufzählung interessanter Einzelheiten entsteht, sondern daß wirklich die wesentlichen Grundprinzipien in knappster Form herausgeschält wurden (der Band umfaßt nur 230 Druckseiten, dazu gehört ein getrennt zu beziehendes Bändchen mit Zahlentafeln), zeugt von der gründlichen Arbeit und der besonderen Sachkenntnis der Verfasser.

Das Buch ist jedem Hochfrequenztechniker zu empfehlen.

*F. W. Gundlach*

DK 537-96 : 621.317(023.12)

**Monographien der elektrischen Nachrichtentechnik.** Bd. 3 b: Hochfrequenz-Meßgeräte. (Tabellen industrieller Meßgeräte.) Von *O. Zinke* und *H. Brunswig*. Mit 58 S., 47 Tafeln, Format 15,5 cm × 23 cm. Verlag S. Hirzel, Stuttgart 1959. Preis kart. 9,60 DM.

Der vorliegende Tabellenband ist in erster Linie als Ergänzung zu dem Buche „Hochfrequenz-Meßtechnik“ der Verfasser gedacht. Die dort bei den einzelnen Abschnitten aufgeführten Nummern weisen auf die entsprechenden Tafeln hin, so daß man sich sozusagen mit einem Handgriff und ohne das umständliche Zusammensuchen aus einzelnen Katalogen darüber informieren kann, welche Geräte zu den beschriebenen Meßverfahren verfügbar sind und woher sie bezogen werden können. Außerdem sind bei den einzelnen Geräten die wichtigsten technischen Daten angegeben.

Aber auch dort, wo die „Hochfrequenz-Meßtechnik“ nicht zur Hand ist, wird das Tabellenbändchen seinen Benutzerkreis finden. Denn es gibt einen guten Querschnitt durch die nach dem Stande von 1958 auf dem Weltmarkt befindlichen Hochfrequenz-Meßgeräte, weil nicht nur Geräte von deutschen Herstellern aufgeführt sind, sondern auch solche aus den USA, Dänemark, Frankreich, Schweden, England, aus den Niederlanden und der Schweiz. Man findet hier — um nur einiges aus der reichen Auswahl zu nennen — Impulsgeneratoren, Meßsender, Strom- und Spannungsmessvorrichtungen, Kapazitäts- und Induktivitätsnormale, Meßbrücken, Frequenzmesser und Elektronenstrahl-Oszillographen in übersichtlicher Zusammenstellung. Daß nicht sämtliche Hochfrequenz-Meßgeräte und auch nicht immer die neuesten Ausführungen enthalten sein können, ist bei der schnellen Weiterentwicklung im Apparatebau wohl selbstverständlich.

Jedenfalls kann der Versuch der Verfasser, eine möglichst weit gefaßte Übersicht über Hochfrequenz-Meßgeräte der Industrie nach Art der Elektronenröhren-Tabellen zu geben, als durchaus gelungen bezeichnet werden. *E. Helmholz*

DK 621.3.001.1

**Übersicht über die theoretische Elektrotechnik.** Teil 1: Die physikalisch-mathematischen Grundlagen. Von *A. v. Weiss*. 2., verb. u. erw. Aufl. Mit 423 S., 231 B., 4 Taf., Format 16,5 cm × 24 cm. C. F. Wintersche Verlagshandlung, Füssen 1959. Preis kart. 27,80 DM, geb. 29,60 DM.

Wie schon bei der ersten Auflage 1954 angegeben wurde, ist das Buch als Repetitorium für den Studenten und als Nachschlagewerk für den Ingenieur bestimmt und setzt somit die Kenntnisse der Grundlagen der allgemeinen Elektrotechnik und ihre mathematische



Behandlung voraus. Daß dies gelungen ist, zeigt die Notwendigkeit der Neuauflage am besten. Diese Neuauflage folgt der bewährten Darstellungsform und Stoffaufteilung der ersten Auflage. Eine straffere Zusammenfassung ermöglichte aber die Aufnahme zusätzlicher Gebiete, wie ein Kapitel über Determinanten und Matrizen und ein Kapitel über Stabilitäts- und Schwingungsverhalten von Stromkreisen. Auch die Ausführungen über Halbleiter wurden stark ergänzt.

Während diese Ergänzungen schon ihrer sehr klaren Ausführung wegen sehr zu begrüßen sind, ist die Aufnahme der Polemik über die zu verwendenden Maßsysteme gewiß nicht sehr glücklich gewesen. Die Bemühungen der letzten Jahre haben gezeigt, daß moderne Veröffentlichungen heute im wesentlichen im Viersystem mit den Einheiten des Internationalen Maßsystems geschrieben werden, was ja auch der Verfasser des vorliegenden Buches tut. Wenn man natürlich auch niemanden dazu zwingen kann, die Determiniertheit des Viersystems anzuerkennen, so erscheint doch die Injizierung problematischer Zweifel im verwendeten Viersystem und die versteckte Anpreisung eines „eindeutigen“ Fünfersystems in einem Repetitorium um so weniger am Platze, als der Verfasser selbst beim Viersystem bleibt, obwohl es seiner Meinung nach einer strengen physikalischen Betrachtung nicht standhält. Gewiß sollten aber doch Grundlagenbücher gerade in diesen Belangen streng physikalisch richtig sein. Beachtet man, daß die Unterscheidung zwischen „elektrischen“ und „magnetischen“ Feldern nach heutiger Ansicht keine phänomenologische ist, sondern eine aus willkürlichen Definitionen entstandene, indem man der ruhenden elektrischen Ladung ein elektrisches, der bewegten ein magnetisches Feld per definitionem zuordnet, so ist nur zu begrüßen, daß der Verfasser im weiteren beim Viersystem geblieben ist.

Nicht ganz schön ist auch die Ableitung der „magnetischen“ Größen aus magnetischen Polstärken, wenn diese auch als die von den Polen ausgehenden magnetischen Flüsse definiert werden. Eine Definition ohne „Polstärke“ ist für den Studenten sicher verständlicher und benötigt keinen für ihn zunächst mehr oder weniger mystischen Begriff eines „Kraftflusses“.

Die geäußerte Meinung des Besprechers soll nun keinesfalls den hohen Wert des Repetitoriums schmälern, in dem das gesamte Grundlagengebiet einen ausgezeichneten Niederschlag gefunden hat und das vor allem auch in seiner individuellen, übersichtlichen Darstellung von den Benutzern sicher sehr geschätzt werden wird, indem Wichtiges, Erklärendes, Definitionen und Hinweise augenfällig und unterschiedlich gekennzeichnet wurden. Für den Interessenten, der das Buch noch nicht kennt, seien informativ noch die Abschnittsüberschriften genannt: Einführende Grundlagen und Betrachtungen, das elektrische Feld, das stationäre und quasistationäre elektromagnetische Feld, Netzwerke und Leitungen, rasch veränderliche Felder.

Bedauerlich ist noch, daß im Buch noch die alten und nicht die inzwischen genormten Buchstabensymbole verwendet werden. Das mag vermutlich mit der Bezeichnung im Buch „Allgemeine Elektrotechnik“ in Zusammenhang stehen, zu dem ja das „Repetitorium“ passen soll. Für den Anschluß an die genormte Bezeichnung und die Darstellung in anderen Büchern bringt die Tafel IV eine Gegenüberstellung der alten mit der neuen Bezeichnungsweise.

Die vorliegende 2. Auflage des ersten Teiles der Übersicht über die theoretische Elektrotechnik wird weiter seine Freunde finden und kann den Studierenden und Ingenieuren der Elektrotechnik bestens empfohlen werden. Die drucktechnische Ausgestaltung des Buches ist einwandfrei.

G. Oberdorfer

DK 621.313.001.4

**Die Prüfung elektrischer Maschinen und die Untersuchung ihrer magnetischen Felder.** W. Nürnberg. 4., neubearb. u. erw. Aufl. Mit 479 S., 340 B., zahlr. Taf., Format 16,5 cm × 24 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1959. Preis Ganzln. 34,50 DM.

Dieses Buch erfreut sich wachsender Beliebtheit. Es wendet sich an Studierende und Ingenieure, die in Laboratorien, im Prüffeld und an in Betrieb befindlichen Maschinen und Transformatoren Messungen und Versuche durchzuführen haben. Besonders hervorzuheben ist, daß es keine reinen Prüfanweisungen liefert. Es bemüht sich vielmehr, nach kurzer, treffender Erklärung der Wirkungsweise der Maschinen und Geräte die Vielzahl der Meßverfahren darzustellen.

Die verschiedenen Auflagen wurden jeweils auf den neuesten technischen Stand gebracht. Die vorige dritte Auflage enthielt neben den Abschnitten „Allgemeine Maschinenprüfung“, „Besondere Maschinenprüfung“, „Meßgeräte“ und „Verfahren“ noch einen neuen Abschnitt über „Querfeldmaschinen“. Die vorliegende vierte Auflage wurde durch einen Abschnitt „Prüffeld- und Betriebsmessungen mit Flußmesser und Hall-Sonde“ ergänzt. Die heute auf einen hohen Entwicklungsstand gebrachte Hall-Sonde ermöglicht ihre technische Anwendung zur Messung magnetischer Felder, so daß dieser Abschnitt von besonderem Interesse ist. Dies ist wichtig, weil die herkömmlichen elektrischen Maschinen ohne magnetische Felder nicht möglich sind, andererseits aber Meßverfahren hierfür vor Einführung der Hall-Sonden den technischen Ansprüchen kaum genügten.

Wie die früheren Auflagen, so wird auch diese den Studierenden und Ingenieuren eine wertvolle Hilfe sein und sie bei ihrer Aufgabe, Maschinen zu prüfen, unterstützen. Hervorzuheben ist auch die gute Ausstattung des Buches seitens des Verlages. E. Kübler

DK 621.313.3

**Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen.** Von K. P. Kovács und I. Rácz. Bd. 1 mit 514 S., 235 B. Bd. 2 mit 270 S., 142 B., zahlr. Taf., Format 18 cm × 25 cm. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest 1959. Preis insges. 67,— DM.

Die Verfasser behandeln in übersichtlicher Form die Grundgedanken der Laplace-Transformation, die Definition der Operatorimpedanzen, den Entwicklungssatz, und gehen auf die Verallgemeinerung des Begriffes der Zeitkonstante ein; von besonderem Interesse dürften dabei die Schaltvorgänge bei Wicklungen mit massivem Eisenkern sein. In dem Abschnitt über die Ströme, Induktivitäten und Momente werden die Grundbegriffe zur Behandlung transients Vorgänge in Dreiphasenmaschinen definiert. Die Verfasser bevorzugen dabei die Zeigerdarstellung, gehen aber auch auf die eingebürgerten Komponentensysteme  $0 - \alpha - \beta$  und  $0 - d - q$  ein und geben allgemeine Ausdrücke für das Drehmoment dreiphasiger Maschinen in beiden Schreibweisen an.

#### Bd. 1: Synchronmaschinen

Nach einer elementaren Betrachtung des stationären Verhaltens des Volltrommelläufers und der Schenkelpolmaschine wird der dreiphasige Stoßkurzschluß einer sehr eingehenden Untersuchung unterzogen, wobei auch auf die verschiedenen Meßverfahren näher eingegangen wird. Bei der Betrachtung der unsymmetrischen Kurzschlüsse verfolgen die Verfasser den im amerikanischen Schrifttum eingeschlagenen Weg, die nach dem Theorem konstanter Flußverketungen geschlossen auffindbaren subtransienten Lösungen in Fourier-Reihe zu zerlegen und daraus auf Grund des verschiedenartigen Verhaltens der geradzahlgigen und ungeradzahlgigen Oberwellen den transienten und stationären Betriebszustand zu ermitteln. Die Anwendung der Methode der symmetrischen Komponenten für Fragen unsymmetrischer Kurzschlüsse wird besprochen, wobei auch auf die Messung der Gegen- und Nullreaktanz eingegangen wird. Aufschlußreich sind die den einzelnen Wellen zugeordneten Ersatzschaltungen, die einen schnellen Einblick in die physikalischen Verhältnisse bei unsymmetrischen Kurzschlüssen vermitteln. Die Ermittlung der auftretenden Stoßmomente und Spannungen an den freien Phasen wird ebenfalls eingehend beschrieben.

Die statische und dynamische Stabilität von Synchronmaschinen wird unter den üblichen Voraussetzungen stationärer Verhältnisse in den Statorkreisen und kleiner Pendelgeschwindigkeiten behandelt, wobei auch unsymmetrische Fehler im angeschlossenen Netzwerk miteinfaßt werden. Der Einfluß der Änderung der Erregerspannung (Spannungsregler, Stoßerregung, Entregung usw.) wird ebenfalls untersucht. Ein größerer Abschnitt ist den Pendelungen von Synchronmaschinen bei kleinen Abweichungen von einer stationären Nulllage gewidmet, die zunächst unter Vernachlässigung des ohmschen Statorwiderstandes untersucht werden. Der schwingungsanregende Einfluß des ohmschen Statorwiderstandes wird mit Hilfe von Näherungsbeziehungen diskutiert. Auch die Messung der Pendelreaktanz an ausgeführten Maschinen wird beschrieben.

Bei der Behandlung des asynchronen Betriebes der Synchronmaschine gehen die Verfasser in anschaulicher Darstellung auf den Gorges-Sattel und das In-Tritt-Fallen ein; die beim zuletzt genannten Problem auftretende Differentialgleichung lösen sie mit Hilfe eines Richtungsfeldes. Das größte Interesse dürfte der asynchrone Betrieb der Massivläufer finden, mit dessen Behandlung der erste Band abgeschlossen wird.

#### Bd. 2: Asynchronmaschinen

Nach einer kurzgefaßten elementaren Betrachtung des stationären Betriebes wird als erster transienter Vorgang das Abtrennen der Asynchronmaschine vom speisenden Netz betrachtet. Daraufhin werden mehrere Einschaltvorgänge an der stillstehenden Maschine besprochen, wobei auch auf das ungleichzeitige Einschalten der drei Phasen und auf das Anlegen einer Gleichspannung zur schrittweisen Verdrehung des Rotors eingegangen wird. Von den Schaltvorgängen an einer mit konstanter Drehzahl umlaufenden Asynchronmaschine werden der dreipolige Kurzschluß, Ein- und Umschaltvorgänge, wie die Stern-Dreieck-Umschaltung, der Reversiervorgang und das Umschalten des Asynchronmotors auf eine Reservestromquelle durch Angabe von Näherungsverläufen beschrieben. Nach einer Zwischenbetrachtung über die freien Ströme und Flüsse werden Verfahren zur Steigerung der Genauigkeit der Näherungsberechnung angegeben. Weiterhin beschreiben die Verfasser die Operatorenrechnung, definieren die Operatorimpedanz des Asynchronmotors und behandeln mit diesen Hilfsmitteln das Abschalten einer Motorengruppe und den zweipoligen Kurzschluß des Asynchronmotors.

Größte Beachtung dürften die Kunstgriffe finden, welche die Verfasser bei der Betrachtung des Einflusses einer konstanten Beschleunigung verwenden, um eine analytische Behandlung dieses Problems zu ermöglichen. Weiterhin werden nach der Methode kleiner Abweichungen von einer stationären Nulllage kleine Pendelungen des Asynchronmotors in der Ausführung als Schleifringläufer bzw. Käfigläufer und Doppelkäfigläufer und in der Schaltung der doppelt gespeisten Maschine sowie der einfachen und selbständigen elektrischen Welle mit Angabe der entsprechenden Stabilitätskriterien untersucht. Für den Doppelkäfigläufer werden zum Teil auch die eingangs bei der gewöhnlichen Asynchronmaschine erwähnten Schaltvorgänge behandelt.

L. Hannakam

DK 517.2/3

**Vorlesungen über höhere Mathematik.** Band 2: Integration und Differentiation der Funktionen von mehreren Veränderlichen.



Lineare Algebra. Tensorfelder. Differentialgeometrie. Von A. Duschek. 2., neubearb. Aufl. Mit 409 S., 136 B., Format 17 cm × 25,5 cm. Springer-Verlag, Wien 1959. Preis Ganzln. 48,— DM.

Die vorliegende 2. Auflage des zweiten Bandes der Vorlesungen über höhere Mathematik stellt eine gründlich revidierte und in einzelnen Abschnitten völlig neugestaltete Bearbeitung der ersten Auflage dar. Das Manuskript dieser Auflage konnte der Verfasser noch zu seinen Lebzeiten völlig fertigstellen. Die Herausgabe des Werkes nach seinem plötzlichen Tode wurde von seinem Assistenten, Dr. J. Bomze, und Dozent Dr. W. Eberl unter Mitarbeit von Professor Dr. H. Hornich besorgt.

Ziel des Verfassers war es, „eine auch dem Anfänger und dem Nichtmathematiker verständliche, wirklich lesbare Darstellung zu liefern, die doch jenes Maß von Strenge besitzt, das der Mathematiker von ihm aus guten Gründen für unerlässlich hält“. Dieses Ziel hat der Verfasser in der vorliegenden Neubearbeitung in ausgezeichnete Weise erreicht. Die Darstellung ist ausführlich, klar und bestrebt, die Anschauung des Lesers für das Vorgetragene heranzuziehen.

Im einzelnen bringt der vorliegende Band ein Kapitel mit den Grundbegriffen über Funktionen mehrerer Veränderlichen, ihre Differentiation, die Taylorformel, Doppelfolgen und Reihen, Koordinatentransformationen und Abbildungen, ebene Kurven, Extrema von Kurven mehrerer Veränderlichen und die Grundbegriffe der Vektorrechnungen. Das zweite Kapitel behandelt die Integration der Funktionen von mehreren Veränderlichen, und zwar Integrale, die von einem Parameter abhängen, Kurvenintegrale und lineare Differentialformen, Bereichsintegrale und die Anwendungen mehrfacher Integrale in Geometrie und Mechanik. Das Kapitel über lineare Algebra umfaßt Determinanten und Matrizen, lineare Gleichungen, lineare Transformationen, Vektoren und Tensoren. Das letzte Kapitel enthält die Tensoranalysis, Differentiation und Integration von Feldgrößen. Neu hinzugekommen gegenüber der ersten Auflage sind zwei Paragraphen über Differentialgeometrie, die sich mit Raumkurven und den Grundzügen der Flächentheorie befassen.

Zweifelloos wird das Werk als Ergänzung neben der Vorlesung sowie zum Selbststudium gerne herangezogen werden. Die den einzelnen Paragraphen beigegebenen Übungsaufgaben, deren vollständige Lösung im Anhang wiedergegeben ist, wird hierbei eine wertvolle Hilfe sein.

J. Heinhold

DK 621.315.616.9(023.1)

**Kunststoff-Leitfaden.** Von C. A. Redfarn. Mit 158 S., 28 B., 17 Taf., Format 14,8 cm × 21 cm. Verlag Carl Hanser, München 1959. Preis Ganzln. 15,60 DM.

Es ist sicher sehr schwer, eine Wissenschaft allgemeinverständlich darzustellen. Noch schwerer ist es, diesem Buch einige freundliche Zeilen mit auf den Weg zu geben. Der Verfasser läßt alle Formeln weg, um verständlicher zu sein, man lernt dafür aber, daß „Bernsteinsäure durch Hydrierung von Maleinsäureanhydrid“ entsteht, daß die Phenol-Formaldehyd-Massen „ihre Hauptanwendung in ihrem unauffälligen Gebrauch als Isolatoren in Industriebetrieben“ finden. Man erfährt von englischen Parlamentsanfragen, warum Milch zu Schirmgriffen verarbeitet werde. Man findet zwar über das Inhaltsverzeichnis nicht zum Perlon, dafür dreimal zu Führungsstiften und zum Cyclohexanonperoxyd. Instrukтив sind die Abschnitte über Formpressen und Spritzpressen. Es bleibt unverstündlich, an welchen Leserkreis das Buch sich wendet.

K. Potthoff

DK 51.(083.3)

**Hütte.** Mathematische Formeln und Tafeln. Von I. Szabó. Mit 302 S., 141 B., 26 Taf., Format 15,5 cm × 21,5 cm. Hrsg. Akademischer Verein Hütte e. V. Verlag von Wilhelm Ernst & Sohn, Berlin 1959. Preis Ganzln. 19,80 DM.

Der vorliegende von Prof. Dr.-Ing. I. Szabó verfaßte Sonderband des Akademischen Vereins Hütte bringt eine reichhaltige Sammlung mathematischer Formeln und Tafeln für den theoretisch und praktisch arbeitenden Ingenieur.

An Tafeln enthält der Band unter anderem Näherungsformeln für elementare Funktionen  $i(x)$  bei kleinem  $x$ , Tafeln für  $n^2$ ,  $n^3$ ,  $\sqrt[n]{n}$ ,  $\sqrt[n]{n}$ ,  $\ln n$ ,  $\frac{1}{n}$ ,  $10^3$ ,  $\pi n$ ,  $\frac{\pi n^2}{4}$  für das Argument  $n$  von 1 bis 1500 in Schritten von 1, Briggsche Logarithmen, Kreisfunktionen in Graden des Arguments fortschreitend, sowie Kreis-, Exponential- und Hyperbelfunktionen für das Argument von 0,00 bis 10,0 in Schritten von 0,01, Bogensehnen, Abschnitte am Kreise, elliptische Integrale erster und zweiter Gattung, vollständige elliptische

Integrale, spezielle Zahlenwerte häufig gebrauchter Funktionen von  $\pi$ ,  $e$ ,  $g = 9,81 \text{ m/s}^2$ , Zahlentafeln für den Übergang von Neu- zu Altgrad, Lösungen einiger transzendenter Gleichungen, die ersten 5 Nullstellen der Besselfunktionen  $I_n(x)$  für  $n = 0, 1, 2, \dots, 5$ , Tafeln einiger Besselfunktionen und Kugelfunktionen sowie eine kleine Tafel der Gammafunktion.

Die Formelsammlung umfaßt die für den Ingenieur wichtigsten Formeln aus der Arithmetik sowie Formeln für Kreis- und Hyperbelfunktionen mit Anwendungen auf ebene und räumliche Dreiecke. Die Formeln zur Differential-Integralrechnung bringen neben den üblichen Formeln über Grenzwerte, Reihen, Differential-Integral-Rechnung, auch Integrale, die sich nicht auf elementare Funktionen zurückführen lassen, wie Integral-Sinus und -Kosinus, Gaußsches Fehlerintegral, Frenetsche Integrale, Gammafunktion, elliptische Integrale und Funktionen, Fouriersche Reihen und Integrale. Es folgen Formeln zur linearen Vektoralgebra sowie Vektoranalysis. Der Abschnitt analytische Geometrie bringt neben Kegelschnitten und Flächen zweiter Ordnung auch die wichtigsten Formeln der Differentialgeometrie (Kurven in der Ebene und im Raume sowie der Flächen im Raume). Weiter finden sich Formeln zur Funktionentheorie. Ein längerer Abschnitt über Differentialgleichungen enthält neben den allgemeinen Begriffen und Methoden auch spezielle Differentialgleichungen zweiter Ordnung, und zwar gewöhnliche und partielle, sowie Randwertprobleme, Variationsrechnung und Integralgleichungen. Nach einem kurzen Abschnitt über Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik bringt das Buch Formeln zur praktischen Mathematik (Zahlenrechnen, Nomographie, Interpolation, Differenzenrechnung, analytische Darstellung tabellarischer Funktionen, rechnerische, zeichnerische und instrumentelle Verfahren der praktischen Analysis) und schließlich eine Zusammenstellung von Inhalten und Flächen ebener und räumlicher Gebilde. Der letzte Abschnitt über alte gelöste und ungelöste mathematische Probleme soll den Benutzer der Formelsammlung davor bewahren, sich mit Problemen dieser Art (wie Dreiteilung des Winkels, Quadratur des Kreises, großer Fermatscher Satz), zu beschäftigen.

Eingestreute Beispiele zeigen die Anwendung der Formeln. Ein ausführliches Schrifttumsverzeichnis gibt dem Benutzer der Formelsammlung Gelegenheit zu weiterem Eindringen.

Dem die Mathematik als Hilfswissenschaft benutzenden Ingenieur wird diese umfangreiche, sorgfältig zusammengestellte Sammlung eine wertvolle Hilfe sein.

J. Heinhold

DK 631.3(038)

**Fachwörterbuch Elektrotechnik.** Deutsch-Englisch Englisch-Deutsch. Von H. F. Schwenkhagen. Mit 1067 S., Format 13 cm × 17,5 cm. Verlag W. Girardet, Essen 1959. Preis Plastik 82,— DM.

Das Vorwort zu diesem Wörterbuch hat der Verfasser einen Monat vor seinem Tode abgefaßt (August 1959), nach 30-jähriger Sammeltätigkeit. Das Buch umfaßt 25 000 Benennungen, die nach dem ABC aufeinanderfolgen.

Daß unter dem großen Umfang und der alphabetischen Anordnung die terminologische Hochwertigkeit nicht zu sehr gelitten hat, dafür bürgt die Person des Verfassers — Prof. Dr.-Ing. Schwenkhagen —, der auch ein eifriger Mitarbeiter im Ausschuß für Einheiten und Formelgrößen (AEF) gewesen ist. Sein großes Bemühen um fachliche Klarheit ist auch daran zu erkennen, daß er die einzelnen Bedeutungen mehrdeutiger Benennungen (z. B. von „root“, „stay“, „tangent“, „tail-light“) durch Hinzusetzen der betreffenden DK-Zahlen voneinander getrennt hat. Zu dieser Lösung hat er sich entschlossen, obwohl er dem Unterzeichneten gegenüber geklagt hat (in einem Brief von 1953), wie nachteilig sich der Einfluß naturwissenschaftlich mindergebildeter Bibliothekare auf den Ausbau der DK ausgewirkt habe.

Die Verwendung der DK in einem alphabetischen Wörterbuch zur Trennung von Polynomen ist wohl erstmalig. Auf andere Art dagegen ist die DK schon mehrmals in systematischen Wörterbüchern der Elektrotechnik verwendet worden:

- 1926 Britisches Normwörterbuch der Elektrotechnik (DK-Anhang),
- 1949 Italienische Ausgabe des IEC-Wörterbuches (DK-Zahl bei jeder Wortstelle und DK-Anhang),
- 1949 und 1951 Beschlüsse der IEC (DK-Zahl bei jeder Wortstelle und DK-Anhang) [Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 66 (1949) S. 235 u. Bd. 68 (1951) S. 499]. Die Beschlüsse sind bisher nur für zwei Wörterbuchgruppen, und nur im Manuskript, verwirklicht worden.

Ob die Schwenkhagensche DK-Anwendung Nachahmung verdient, bedarf noch der Erprobung.

E. Wüster

Abschluß des Heftes: 28. April 1960

Schluß des Textteiles

Schriftleitung: Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6, Fernruf 43 31 57; Fernschreiber (Telex) 04-12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. P. Jacotet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. H. Lübbars, Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6.

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01-84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 22,— DM,

für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 14,— DM;

Ausgabe A und B zusammen 30,— DM,

für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 21,— DM.

Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.